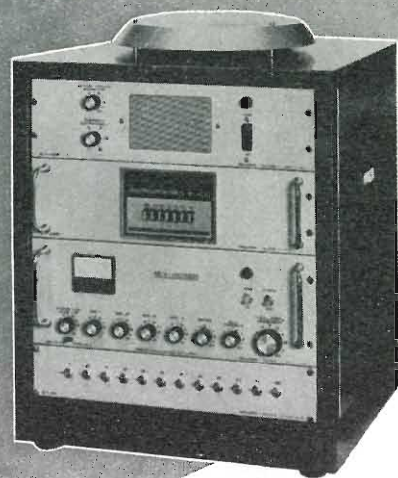
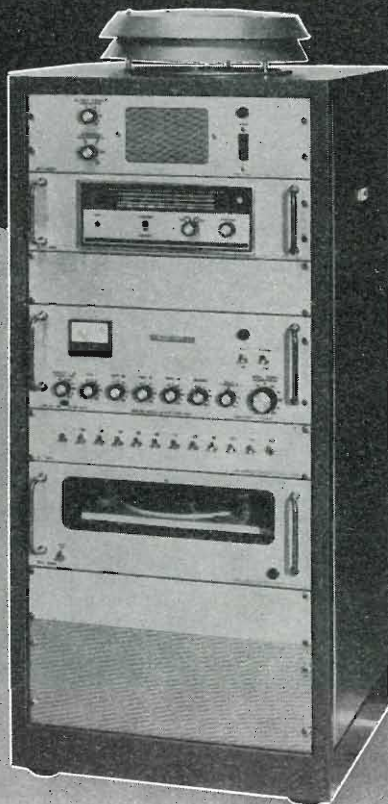
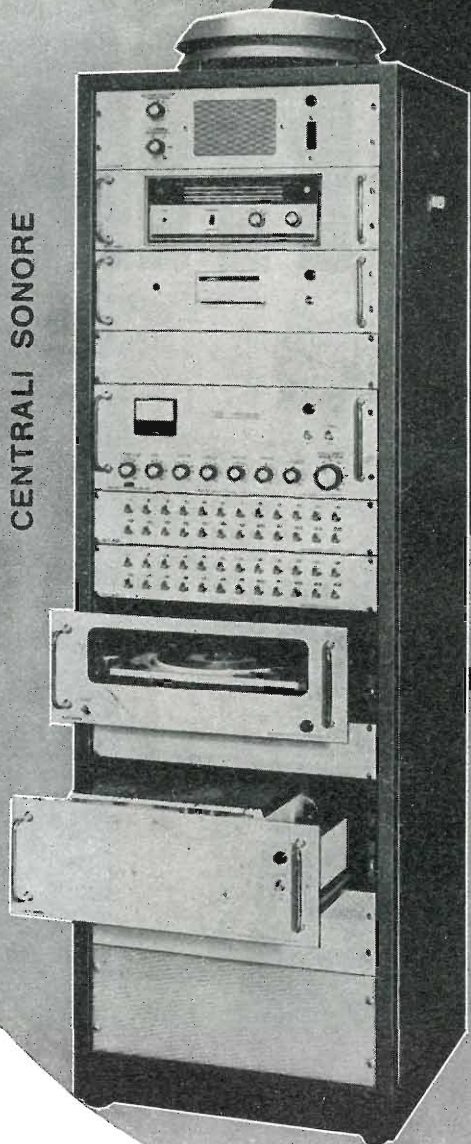
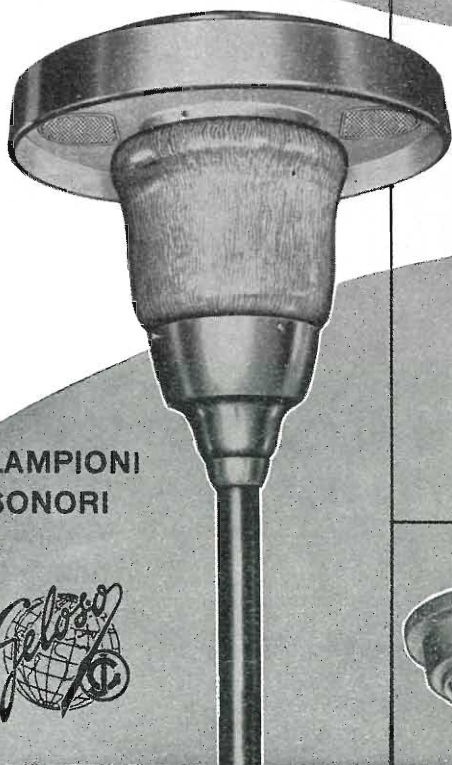
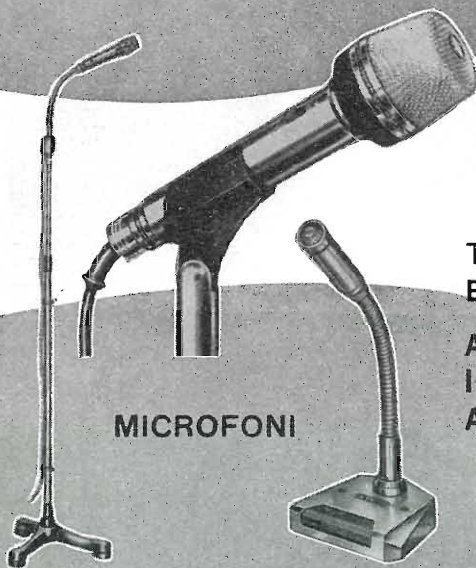
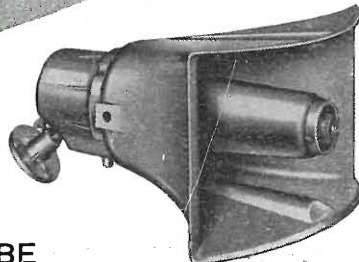
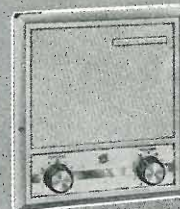
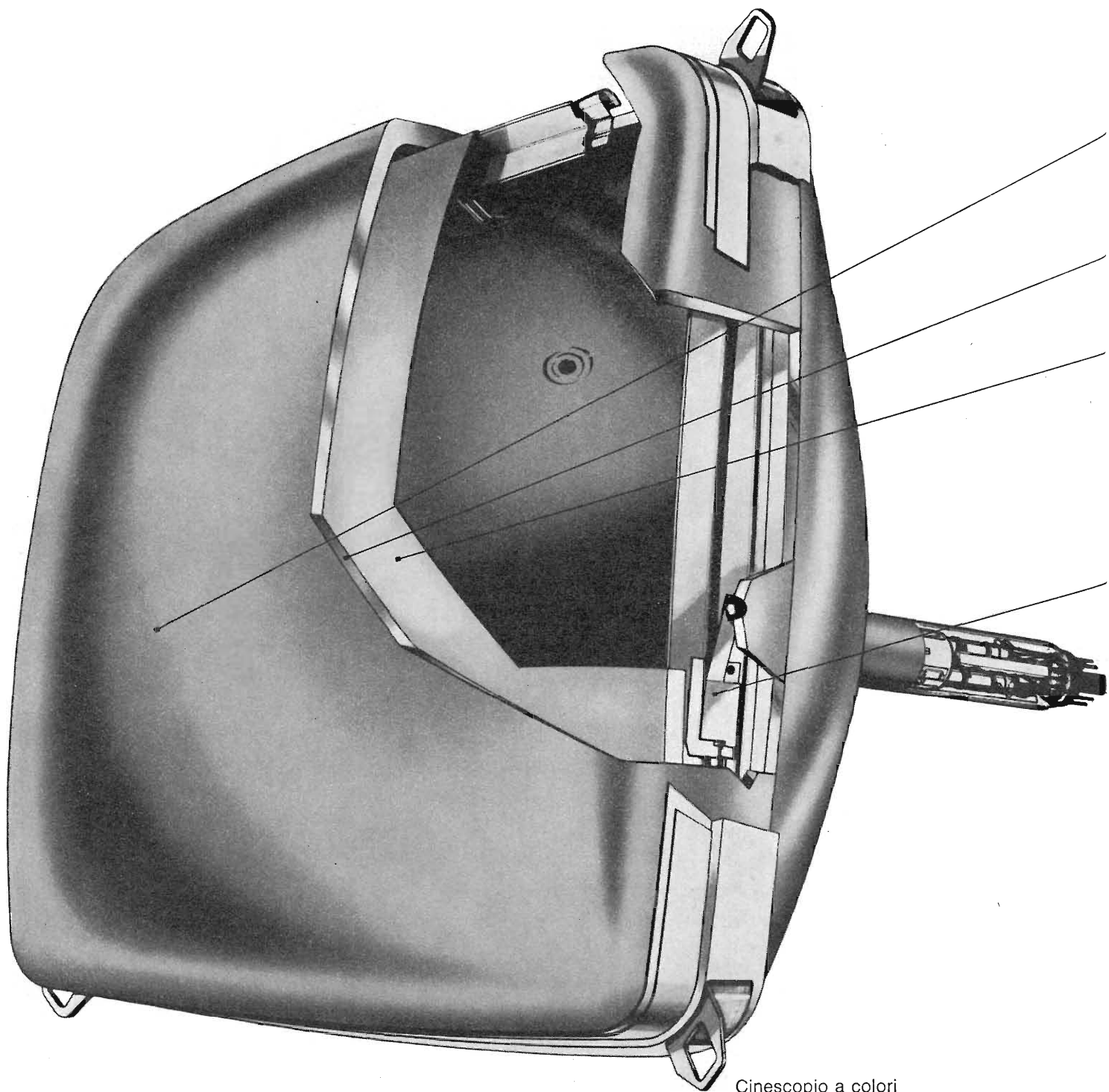
NUMERO **12**
LIRE 500

GELOSO
IMPIANTI DI AMPLIFICAZIONE
PER GRANDI MAGAZZINI - SUPERMERCATI - ALBERGHI
COMUNITÀ - CENTRI SPORTIVI -
STABILIMENTI INDUSTRIALI - AREE ALL'APERTO
La Geloso produce una completa gamma di amplificatori, centrali sonore, microfoni, altoparlanti e componenti accessori, con i quali è possibile risolvere razionalmente qualsiasi problema di diffusione sonora. Tecnici audio specializzati sono a disposizione per fornire consulenze e preventivi e assistono ogni installazione.
CENTRALI SONORE
TROMBE ESPONENZIALI
ALTOPARLANTI IN CASSETTA E A COLONNA
MICROFONI
LAMPIONI SONORI
GELOSO S. p. A. - Viale Brenta, 29 - 20139 MILANO

Ergon: migl

Cinescopio a colori
A67-130X

iori si nasce

Jumbo screen 67
E' lo schermo a colori più grande e più squadrato fino ad ora prodotto; superficie utile cm^2 2040; i lati dello schermo sono praticamente rettilinei con raggi di curvatura superiori a 3 m.

Rosso a base di ossido di Gadolinio attivato con Europio
L'elevato rendimento luminoso di questo rosso elimina il blooming dei rossi saturi ad alta luminosità.

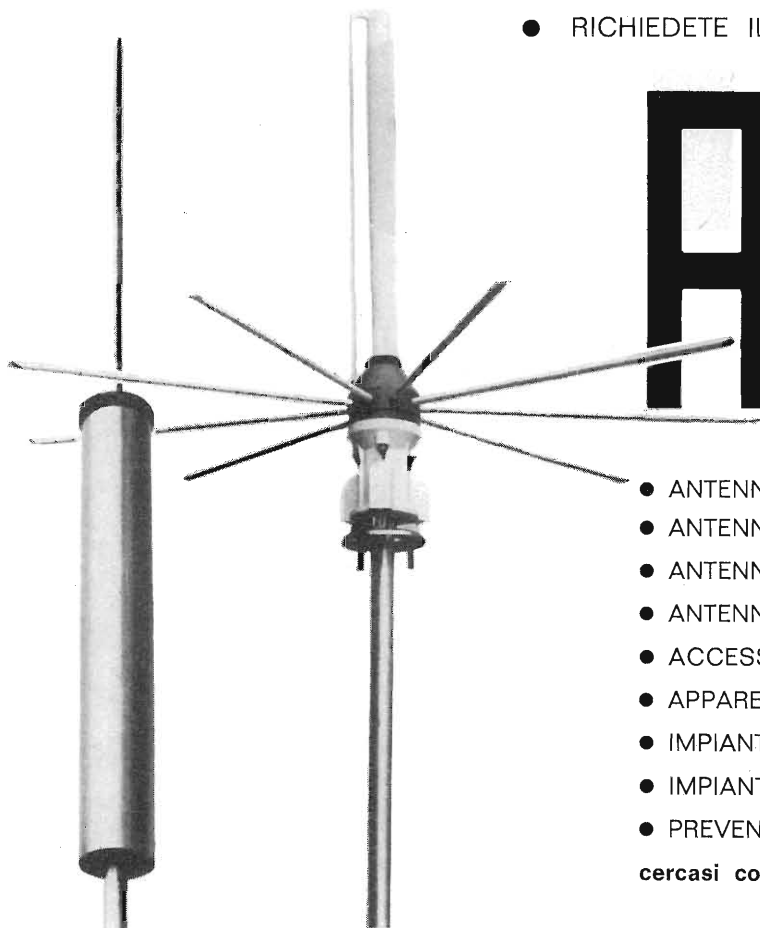
Maschera antimoiré
Non è più necessario impiegare cannoni a bassa risoluzione per ridurre l'effetto "moiré"; questa nuova maschera, la cui foratura è disposta su una trama particolarmente adatta allo standard europeo, elimina l'effetto moiré visibile senza compromettere la risoluzione dell'immagine.

Sistema Invarchrom®
Secondo questo sistema, durante il funzionamento del cinescopio, le dilatazioni termiche della maschera avvengono in modo simmetrico rispetto al centro dello schermo e vengono compensate perfettamente in modo da mantenere inalterata la registrazione della purezza.

Cannone tricromico ad alta risoluzione
Permette la riproduzione di immagini con il maggior dettaglio possibile su tutta la superficie dello schermo, e consente un incremento della luminosità utile di oltre il 30%.

Ergon - 03012 Anagni (Frosinone) Casella Postale 11 - Italy

La Ergon è nata per il colore. Produce cinescopi, gioghi, dispositivi di convergenza e linee di ritardo. Con le tecniche più aggiornate e i processi costruttivi più accurati.

● RICHIEDETE IL NUOVO CATALOGO ILLUSTRATO
ALDENA
● ANTENNE PROFESSIONALI
● ANTENNE PER RADIOAMATORI
● ANTENNE SPECIALI
● ANTENNE PER MEZZI MOBILI
● ACCESSORI
● APPARECCHIATURE ELETTRONICHE
● IMPIANTI CENTRALIZZATI TV
● IMPIANTI SPECIALI
● PREVENTIVI E CONSULENZE
cercasi concessionari per zone libere
ALDENA - antenne e impianti - Via Odescalchi 4 - 20148 MILANO - Telefono 40.31.883

PM 3231
15 MHz: 10mV
5 MHz: 1mV

Oscilloscopio Philips PM 3231

maggiori prestazioni ad un prezzo inferiore

L'oscilloscopio Philips da 15 MHz ha un TRC a doppio raggio, due linee di ritardo e costa meno.
Il PM 3231 è un oscilloscopio per impieghi generali dotato di tutti gli accorgimenti necessari per eseguire accurate misure di impulsi.
Paragonate le caratteristiche. Paragonate i prezzi e troverete che è imbattibile.
Spiegazione. Il PM 3231 è un oscilloscopio, di recente progettazione con linee di ritardo e con componenti d'avanguardia come i FET (transistori ad effetto di campo). Esso ha due raggi come il PM 3230 che è l'oscilloscopio a doppio raggio più venduto d'Europa. Questo spiega il prezzo contenuto.
Perchè due raggi? Perchè sono necessari se volete conoscere dove e quando state triggerando.
La commutazione del raggio a tempo parziale può portare a dei risultati errati perchè può mancare una parte significativa dell'inizio della traccia.
Ad esempio: portate questo stesso segnale ad entrambi i canali di un oscilloscopio con commutatore elettronico e Vi potrà capitare di vedere questo:

un fatto facilmente dimostrabile.
Perchè le linee di ritardo? Perchè sono essenziali se volete vedere correttamente i fronti iniziali.
Altre caratteristiche comprendono la sincronizzazione da entrambi i canali.
La deriva è controreazionata e virtualmente eliminata (Alla massima sensibilità è minore di 1/4 di divisione in 24 ore).
Così se la larghezza di banda lo permette, e 15 MHz lo permettono, potete pensare ad un vero doppio raggio non ad una doppia traccia.
Se volete quindi il meglio, per meno, pensate al PM 3231 PHILIPS.

Per più dettagliate informazioni, rivolgeteVi a:

Philips S.p.A. - Rep. PIT/EMA
Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - telefono 6994

STRUMENTI DI MISURA E DI PROVA

Alcuni degli imbattibili Philips della gamma 0-15 MHz

PM 3200
10 MHz : 2 mV
Portatile

PM 3221
10 MHz : 10 mV
Linea di ritardo

PM 3230
10 MHz : 20 mV
Doppio raggio

Una progettazione di prim'ordine negli oscilloscopi Philips

più rendimento minore spesa

con gli accoppiamenti direzionali Siemens

In un impianto collettivo d'antenna le prese ad accoppiamento direzionale offrono sensibili vantaggi rispetto a quelle ad accoppiamento resistivo e capacitivo:

— **le minori attenuazioni di passaggio e di allacciamento**
significano minori spese di esercizio

— **il migliore adattamento degli allacciamenti**
evita qualsiasi riflessione tra presa e presa

— **l'indipendenza del carico**
garantisce una stabile tensione d'antenna

— **l'alto disaccoppiamento tra le utenze**
garantisce una ricezione senza disturbi

— **la direzionalità del prelievo**
assicura la perfetta risoluzione delle immagini della televisione a colori

Gli accoppiamenti direzionali sono vantaggiosamente impiegati anche nei miscelatori e negli amplificatori Siemens

Con gli accoppiamenti direzionali si potranno ricevere più razionalmente ed economicamente le future trasmissioni in banda V

SIEMENS AG - settore antenne

Rappresentanza per l'Italia:

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - Via Vipiteno, 4 - Milano

QUANDO IL CLIENTE

VUOLE QUALITA'

CHIEDE

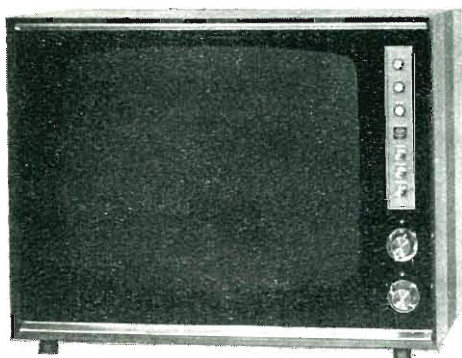
Westinghouse

TELEVISORI - ELETTRODOMESTICI

A. F. a diodi varicap
alimentazione a.c. - d.c.
batteria incorporata

Mod. 1312 - 12"

---

tutto cristallo - A. F. a transistors

Mod. 2023 - 23"

« COSTRUITI PER DURARE »

Westman S.p.A.

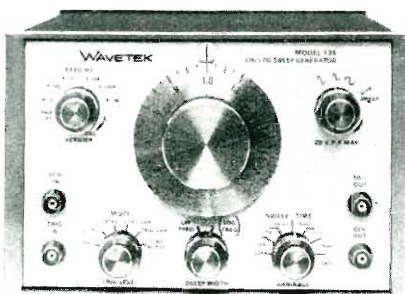
Licenziataria Westinghouse

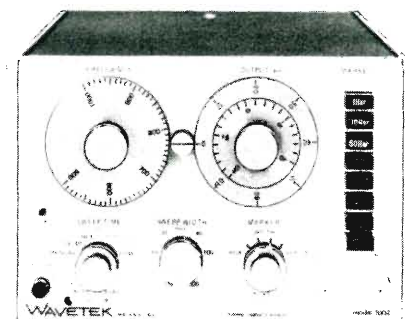
Milano - Via Lovanio , 5
Tel. 635.218 - 635.240 - 661.324
650.445

WAVETEK

GENERATORI DI FUNZIONI

- da 0,0005Hz a 10 MHz
- sinusoide, quadra, triangolare, impulsi, rampa
- simmetria variabile con continuità
- 13 diversi modelli

OSCILLATORI MULTIFUNZIONI

- da 0,2Hz a 2MHz
- sinusoide, quadra, triangolare, rampa
- sweep lineare e logaritmico, modulazione AM e FM
- 5 diversi modelli a partire da L. 281.000

GENERATORI SWEEP - MARKER

- da 100KHz a 1,4GHz
- tipi da laboratorio
- tipi da produzione a controllo automatico di sintonia a livello
- attenuatore tarato di uscita
- 18 diversi modelli

FASOMETRI A LETTURA DIRETTA

- da 10Hz a 2MHz
- ampia dinamica (1 mV - 300 Volt)
- lettura indipendente da variazioni di ampiezza
- 3 diversi modelli

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA:

VIANELLO

Sede: 20122 MILANO - Via Crivelli 12 - Telefoni 553811 - 553081
Filiale: 00185 ROMA - Via S. Croce in Gerusalemme 97 - Tel. 772250/941

PM 3231
15 MHz: 10mV
5 MHz: 1mV

Oscilloscopio Philips PM 3231

maggiori prestazioni ad un prezzo inferiore

L'oscilloscopio Philips da 15 MHz ha un TRC a doppio raggio, due linee di ritardo e costa meno.
Il PM 3231 è un oscilloscopio per impieghi generali dotato di tutti gli accorgimenti necessari per eseguire accurate misure di impulsi.
Paragonate le caratteristiche. Paragonate i prezzi e troverete che è imbattibile.
Spiegazione. Il PM 3231 è un oscilloscopio, di recente progettazione con linee di ritardo e con componenti d'avanguardia come i FET (transistori ad effetto di campo). Esso ha due raggi come il PM 3230 che è l'oscilloscopio a doppio raggio più venduto d'Europa. Questo spiega il prezzo contenuto.
Perchè due raggi? Perchè sono necessari se volete conoscere dove e quando state triggerando.
La commutazione del raggio a tempo parziale può portare a dei risultati errati perchè può mancare una parte significativa dell'inizio della traccia.
Ad esempio: portate questo stesso segnale ad entrambi i canali di un oscilloscopio con commutatore elettronico e Vi potrà capitare di vedere questo:

un fatto facilmente dimostrabile.
Perchè le linee di ritardo? Perchè sono essenziali se volete vedere correttamente i fronti iniziali.
Altre caratteristiche comprendono la sincronizzazione da entrambi i canali.
La deriva è controreazionata e virtualmente eliminata (Alla massima sensibilità è minore di 1/4 di divisione in 24 ore).
Così se la larghezza di banda lo permette, e 15 MHz lo permettono, potete pensare ad un vero doppio raggio non ad una doppia traccia.
Se volete quindi il meglio, per meno, pensate al PM 3231 PHILIPS.

Alcuni degli imbattibili Philips della gamma 0-15 MHz

PM 3200
10 MHz : 2 mV
Portatile

PM 3221
10 MHz : 10 mV
Linea di ritardo

PM 3230
10 MHz : 20 mV
Doppio raggio

Una progettazione di prim'ordine negli oscilloscopi Philips

Per più dettagliate informazioni, rivolgeteVi a:

Philips S.p.A. - Rep. PIT/EMA
Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - telefono 6994

STRUMENTI DI MISURA E DI PROVA

dott. ing. Antonio Nicolich

Tempo d'auguri (con obbligo del secondo)

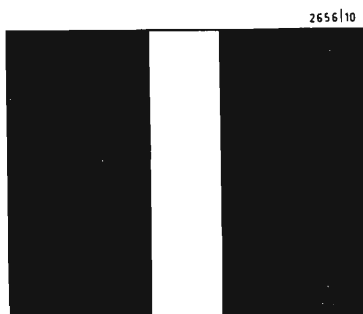
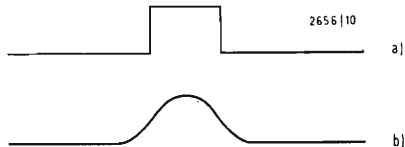
Tra i giunchi lacustri di Genesaret, la cimba ove Gesù pregò non oscilla più e nell'orto di Getsemani disparvero le sudate sanguigne stille divine.
Dai plurimi vertici della rosa dei venti rimbalza e riecheggia l'accento tremendo: Dio è morto. Pure il richiamo della zana beata è sempre possente nell'orbe delle terre: 25 dicembre! Chi può misconoscere questa data? Non il lavoratore, che vi dissipa assai più della 13ª mensilità; non i lungocriniti giovani, che vi giustificano orgiastiche feste imbalsamate alla droga; non i bambini, che tutto sanno sulla eugenetica eppure non disdegnano di comportarsi da avidissimi poriferi di doni; non l'ex-prete, che ancora s'india consacrando specie eucaristiche, poi s'imbestia tripudiando con le meretrici. Sulle mucose limitatrici dell'apertura orale di tutti questi poliedrici personaggi fiorisce la parola: auguri.
Anche noi vogliamo contribuire con le nostre vocine bianche all'immenso coro augurale, e con il frullare delle nostre alucce dorate aggiungere un alito al palpitante fremito natalizio.
Auguriamo la fine di tutte le guerre, delle catastrofiche alluvioni, delle bufere spirituali, delle violenze feroci; auguriamo ad ognuno il concretarsi di ogni onesta aspirazione nella ritrovata intimità familiare tanto soave; la dolcezza di non incappare in alcun articolo dei cinque codici, e, perché no?, la cena adorna per il sacrificio di grassi bipedi pennuti.
Gesù Bambino, dopo aver compiuto tutti questi od altri più sublimi miracoli, che la fragilità della nostra mente non giunge a concepire, non potresti compiacerti di dimostrare tutta la tua potenza divina ispirando ai Governanti italiani una decisione, che « decretoni » « PAL » o « SECAM »? Sarebbe questo un prodigio che Ti varrebbe assai maggior popolarità delle nozze di Canaan.
L'obbligo del secondo, accennato nel titolo al modo dei concorsi per strumentisti musicali, si riferisce all'augurio per Capodanno 1971 e giorni seguenti; noi lo formuliamo genericamente secondo l'intenzione di ognuno, che indubbiamente sa meglio di noi ciò che desidera, ma opiniamo a tutti pertinente il sempiterno memento locupletare divitias. Prosit.

di E. Grosso

L'impiego d'ell'impulso 20 T

Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

La riproduzione di un'immagine televisiva con il massimo dettaglio dipende essenzialmente dalla forma e dalla superficie della sezione trasversale del pennello elettronico del tubo di ripresa e dalla struttura del mosaico esplorato. Una seria limitazione alla riproduzione del dettaglio di un'immagine è la dimensione finita del pennello che esplora l'immagine stessa la quale causa un'attenuazione delle frequenze elevate.
Considerando un'immagine costituita da un fondo nero con una striscia verticale bianca, la transizione dovuta al brusco passaggio tra il nero e il bianco verrà in realtà alterata dalle dimensioni finite del pennello (fig. 1).
Nel caso di un pennello esploratore ideale puntiforme, il segnale elettrico ottenuto risulterebbe un'onda rettangolare a fronti molto ripidi come riporta la fig. 2*a* mentre in realtà le sue dimensioni fisiche ne limitano il contenuto di alte frequenze con il risultato di dare luogo ad un segnale rispondente alla fig. 2b. L'impulso ricavato nel caso reale ha quindi subito una deformazione rispetto a quello ideale, deformazione che viene definita « distorsione d'apertura ». Riducendo le dimensioni della linea verticale bianca su campo nero, soggetto della ripresa, si può dire che il segnale elettrico ottenuto può essere definito analiticamente dalla funzione:

$$f_t = \cos^2 \frac{\pi t}{2t_o} \quad [1]$$

La forma d'onda relativa è riportata in fig. 3.
Il segnale elettrico così definito non è altro quindi che la rappresentazione dell'elemento di definizione di un'immagine televisiva e può essere generato da una rete elettrica opportuna.
L'impulso quindi che traduce elettricamente l'elemento di definizione e rispondente alla [1] viene comunemente denominato « impulso cos² » oppure, variando l'asse dei tempi spostandone l'origine all'inizio dell'impulso, « impulso sen² ». Esso rappresenta un segnale ideale per compiere misure nel campo video in considerazione della limitazione dello spettro generato che risulta quindi privo delle informazioni non indispensabili alle misure stesse. Inoltre pur essendo un impulso molto stretto, esso può essere generato in pratica con discreta facilità.
Non essendo lo scopo di questo articolo la trattazione dell'impulso cos², non ci dilunghiamo oltre, ricordando esclusivamente al lettore che tale impulso per le ragioni precedentemente elencate, viene impiegato in molte misure su apparati video. Per il lettore desideroso comunque di approfondire l'argomento demandiamo al volume « Riflettometria » autore ing. Banfi, dove l'argomento stesso è trattato con la dovuta ampiezza.
Dovendo operare su circuiti video idonei al transito di un segnale a colori, si è riscontrata la necessità di creare allo scopo un segnale particolare che permetta di verificare il loro comportamento sia alle frequenze basse, sia alla frequenza di sottoportante. L'impulso modulato denominato 20T e contenente le componenti essenziali di un segnale video a colori consente il controllo di circuiti interessati sia dalla crominanza sia dal segnale di luminanza.

Caratteristiche dell'impulso 20T

Questo particolare impulso contiene un segnale di crominanza e uno di luminanza di eguale larghezza di banda e con medesima ampiezza; più precisamente esso è costituito da due componenti: un impulso cos² a frequenza bassa di durata 2 μs e un impulso della stessa durata, ottenuto dalla modulazione della frequenza di sottoportante con l'impulso cos² precedente.
La fig. 4 illustra con uno schema a blocchi quanto detto; ad un modulatore bilanciato (che prevede quindi la soppressione della portante) viene inviato sia l'impulso cos² a frequenza 500 kHz, sia la sottoportante. L'uscita del modulatore viene, in un sommatore combinata con il medesimo impulso cos² ottenendo in uscita il completo segnale 20T presentato in fig. 5.
I due segnali componenti il 20T hanno risposte spettrali assai differenti nel campo di frequenza tra 0 e 5 MHz come si può rilevare dalla figura 6 dove ap-

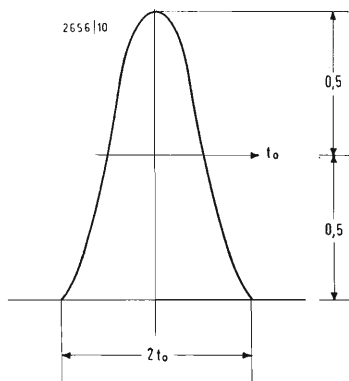
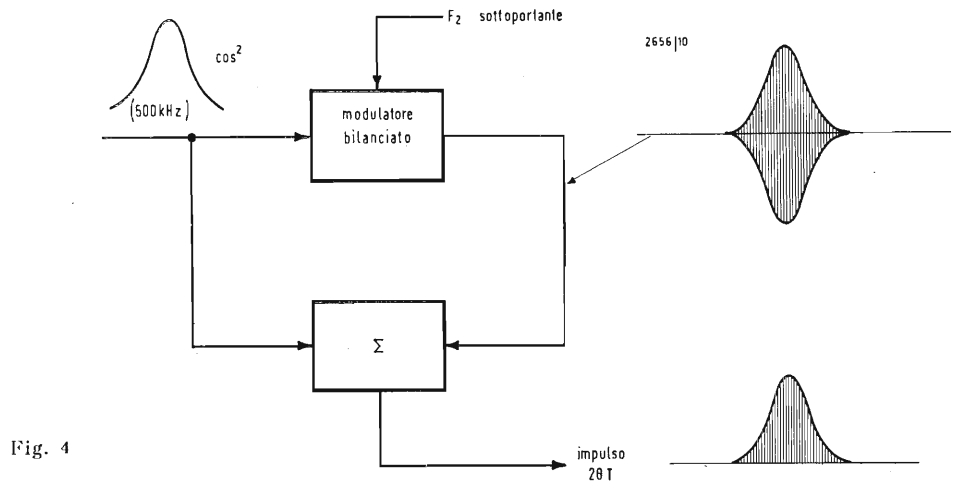



Fig. 4

punto a 500 kHz si nota lo spettro della componente bassa frequenza mentre verso l'estremo della banda (4,43 MHz) si trova la componente cromatica.

(*La componente a frequenza di sottoportante pur essendo a 6 dB rispetto alla componente situata nella parte bassa dello spettro, comprende entrambe le bande laterali dovute al processo di modulazione, mentre il 500 kH partendo da frequenza zero, risulta con una sola banda laterale. Il contenuto energetico delle due informazioni risulta pertanto identico poichè la perdita di energia della componente a 500 kHz dovuta alla mancanza della banda laterale inferiore è compensata dall'attenuazione di*

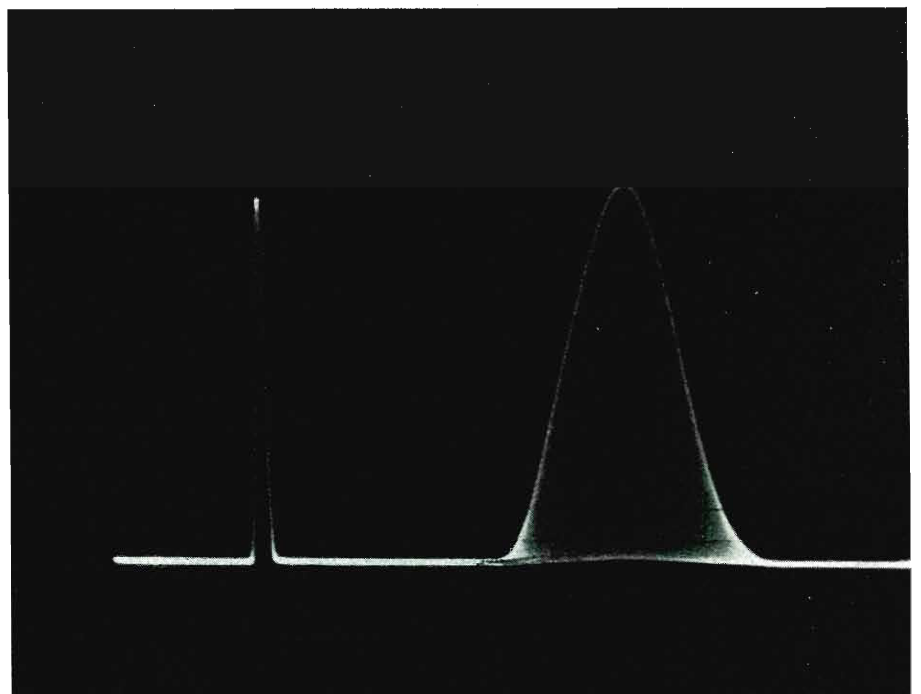



Fig. 5

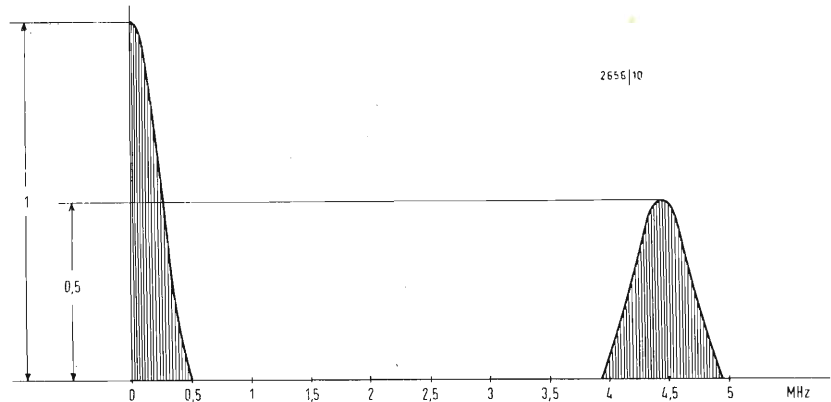



Fig. 6

6dB della componente di crominanza completa delle 2 bande laterali).

Inviando il definitivo segnale 20T al quadripolo di cui si desidera conoscere le caratteristiche, si può stabilire sia una differente risposta in ampiezza che in fase, tra le componenti di luminanza e crominanza.

Tali tipi di distorsione vengono poste in risalto dalla forma che viene ad assumere la linea di base dell'impulso di misura, e la loro valutazione risulta assai precisa soprattutto se i due tipi di distorsione in oggetto vengono valutati separatamente.

Le fig. 7 *a* e *b* sono un esempio di semplice distorsione di ampiezza precisamente un'attenuazione della componente di crominanza in *a*, mentre in *b* si verifica il fenomeno opposto ossia un'esaltazione della componente stessa rispetto alla luminanza.

Il riferimento è rappresentato dalla linea orizzontale superiore del segnale di barra che indica l'ampiezza massima, ossia il 100%, pertinente al bianco (fig. 8).

Nel caso di ritardo tra le due informazioni il segnale subisce la deformazione riportata in fig. 9 dalla quale si può osservare come il picco dell'impulso cos² modulato possiede ancora l'ampiezza della barra bianca di riferimento mentre la base dell'impulso stesso risulta alterata.

Osservando l'impulso così distorto e amplificando opportunamente il segnale, si può in funzione di d_1 calcolare in nsec. il ritardo esistente tra le due informazioni che compongono il segnale stesso.

Per ritardi superiori ad alcune centinaia di nsec. si può ritenere valida la relazione seguente:

$$T_{ns} = 12{,}7 \times d_1 \text{ (nsec.)}$$

Le due distorsioni (ampiezza e ritardo) possono ovviamente coesistere e evidentemente la f.o. rilevabile presenta il riferimento deformato secondo la combinazione delle precedenti alterazioni

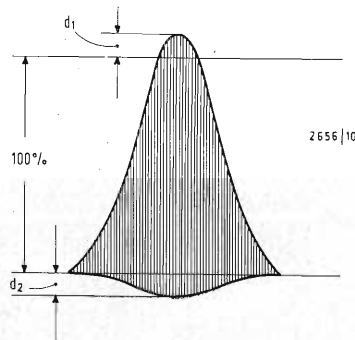



Fig. 7

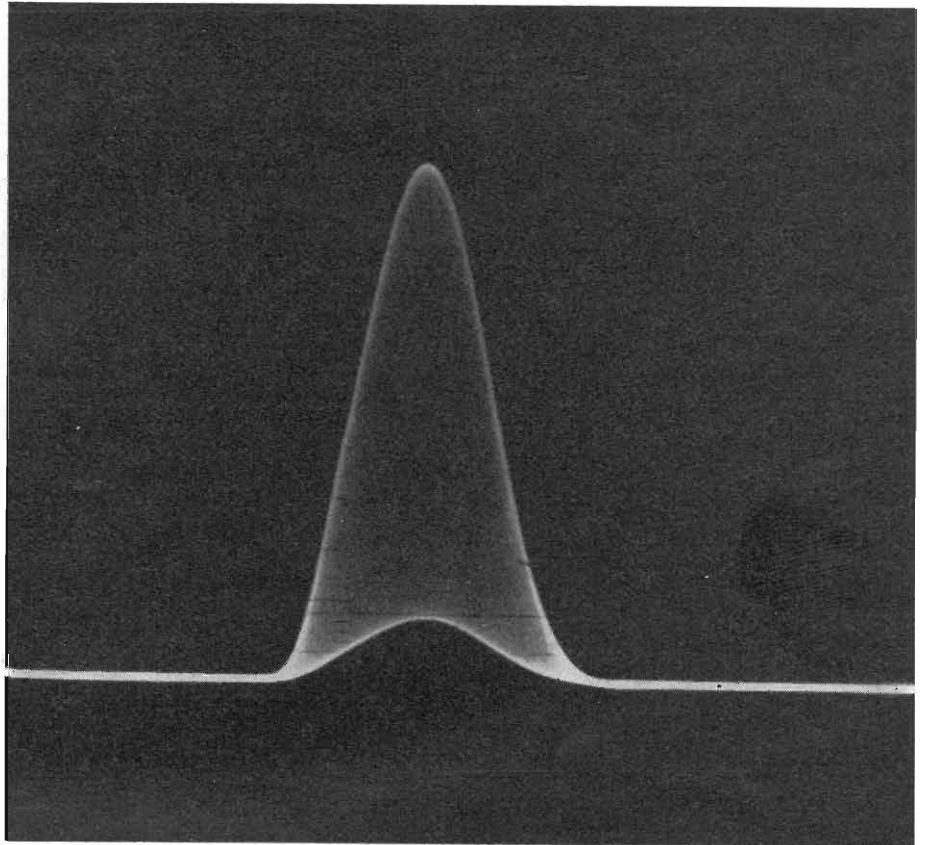



Fig. 7*a*

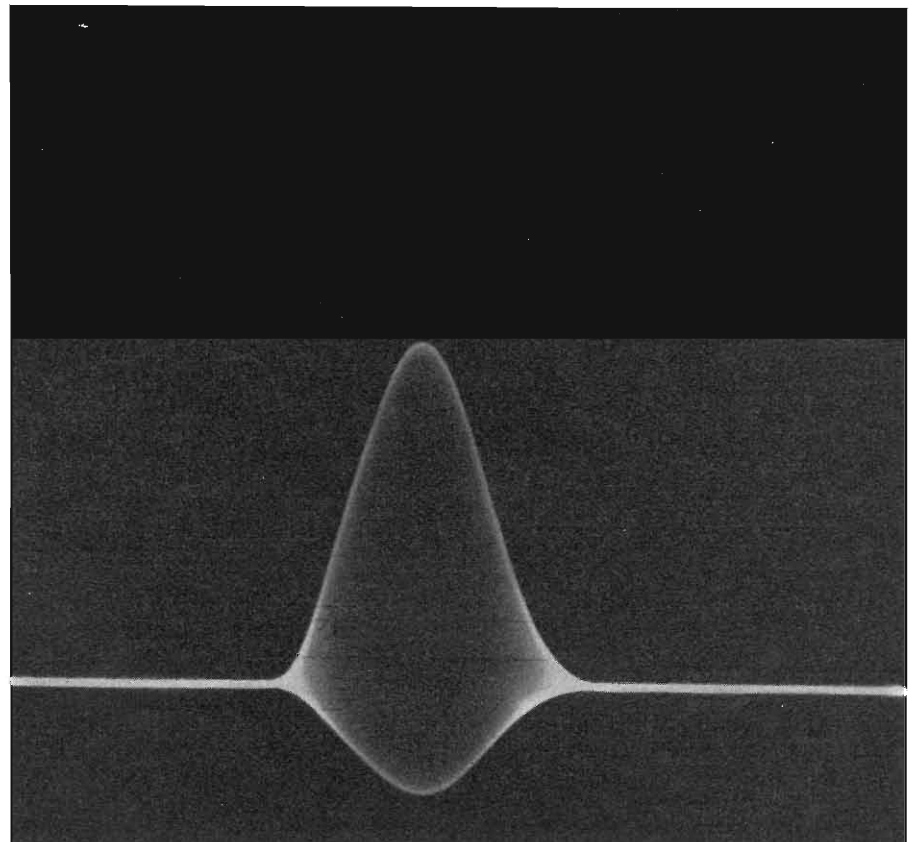



Fig. 7*b*

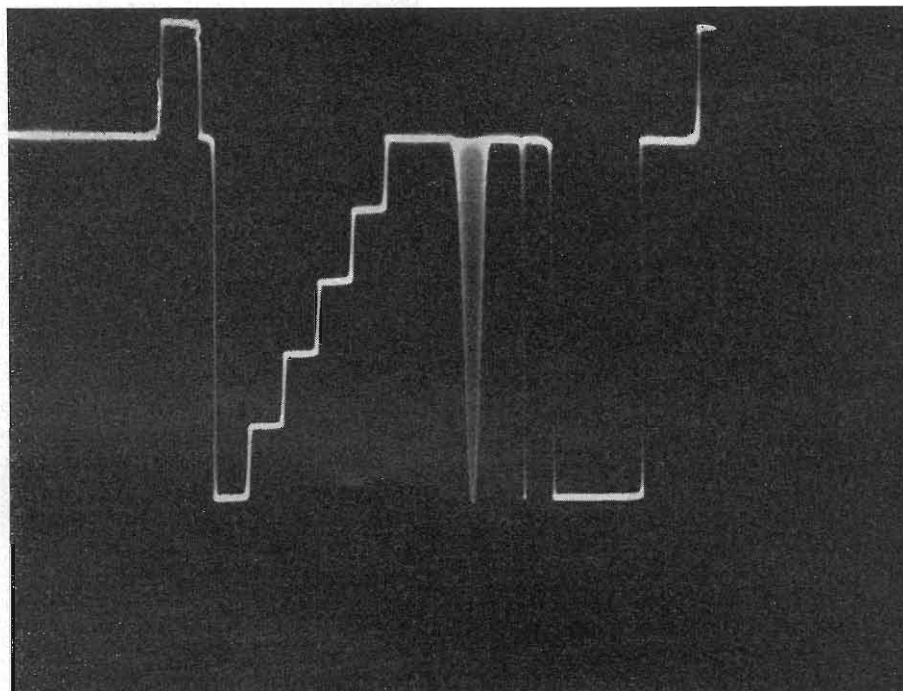



Fig. 8

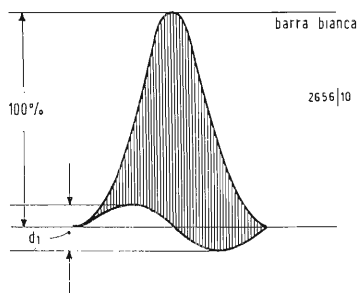



Fig. 9

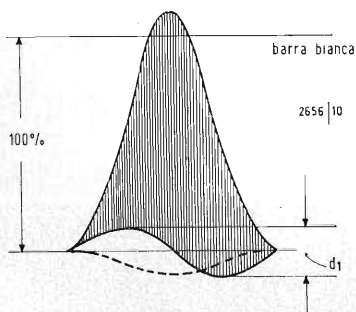



Fig. 10

viste nel caso di distorsioni singole. La fig. 10 riporta il caso in cui oltre ad un incremento dell'ampiezza della sottoportante vi è contemporaneamente ritardo tra le due informazioni. La linea tratteggiata indica la deformazione della linea di riferimento dovuta alla sola presenza di distorsione di ampiezza.

L'interpretazione dell'entità dei due tipi di distorsione risulta maggiormente complessa allorché entrambe le alterazioni sono presenti e la distorsione di ampiezza non è lineare. In altri termini alimentando il quadripolo, oggetto della misura, con l'impulso 20T e constatato che sia l'ampiezza che la fase sono alterate, è bene procedere, per una loro precisa valutazione, considerando separatamente i due tipi di distorsione.

Nel caso di fig. 10 per esempio, è bene introdurre un quadripolo correttivo che consenta di eliminare lo sfasamento tra le due informazioni e portarsi quindi nella condizione di dover valutare la sola distorsione di ampiezza. Se il quadripolo di correzione in oggetto è ad esempio una linea di ritardo variabile a tacche graduate, è possibile rilevare direttamente lo sfasamento introdotto dal quadripolo in misura. Il risultato non cambia se anziché equalizzare il ritardo, si compensa la distorsione di ampiezza e si valuta il ritardo stesso esaminando la deformazione della linea di riferimento dell'impulso cos² in uscita dal quadripolo in prova.

In presenza di distorsione di ampiezza, l'incremento o il decremento della sottoportante rispetto alla luminanza viene valutato in per cento secondo la relazione:

$$\Delta \text{ Amp} = 2d \ [\%]$$

dove: $d = d_1 = d_2$, secondo il riferimento di fig. 7c in cui la distorsione è simmetrica. Per valori di d_1 diversi da d_2 come nel caso di introduzione da parte del quadripolo in misura di guadagno di differenziale, nell'espressione precedente, anziché il termine $2d$, si sommeranno i valori d_1 e d_2 letti sull'oscillogramma. Ovviamente la misura di attenuazione della sottoportante è valida con il sistema illustrato, allorché viene applicato a quadripoli lineari, dai quali cioè viene esclusa ogni altra forma di distorsione. L'impulso 20T è quindi particolarmente adatto a valutare per esempio, il ritardo tra luminanza e crominanza introdotto da una catena di ponti radio video, i quali, sotto l'aspetto del guadagno e della fase differenziale si possono ritenere ottimi. Si esamina quindi al termine del collegamento la forma d'onda dell'impulso stesso e si stabilisce, a seconda delle deformazioni riscontrate, l'entità del ritardo e l'eventuale distorsione di ampiezza con i metodi descritti.

di F. M.

Stato attuale della TV a colori in Europa

Per comprendere l'attuale situazione della TV a colori in Europa è necessario richiamare i concetti tecnici generali e le tappe fondamentali che hanno caratterizzato tale mezzo di diffusione.
Un sistema televisivo a colori si compone di tre parti:
— una parte di ripresa, il cui funzionamento è basato sulla teoria tricromatica, provvede a tradurre l'informazione ottica a colori in tre segnali video primari, uno per il rosso, uno per il verde, uno per il blu;
— una parte di trasmissione elabora i tre segnali primari detti nel modo più opportuno per la loro trasmissione al ricevitore. A tal fine i tre segnali primari vengono codificati in tre altri segnali di trasmissione, uno di luminanza (equivalente ad un segnale in bianco e nero e, come tale, utilizzabile dei ricevitori monocromatici, il che rende il sistema compatibile) e due di differenza di colore (utilizzati, insieme al precedente, per ricostruire nel ricevitore a colori l'intera informazione cromatica). Il modo secondo il quale tali segnali di trasmissione vengono elaborati e sommati in un unico segnale video a colori costituisce il « sistema di codificazione » adottato. Su tale procedimento si è accesa la competizione fra i vari sistemi attualmente proposti;
— una parte di riproduzione, basata anch'essa sulla teoria tricromatica, provvede a tradurre i tre segnali video primari ricavati dalla decodificazione del segnale video a colori nella informazione ottica originaria.

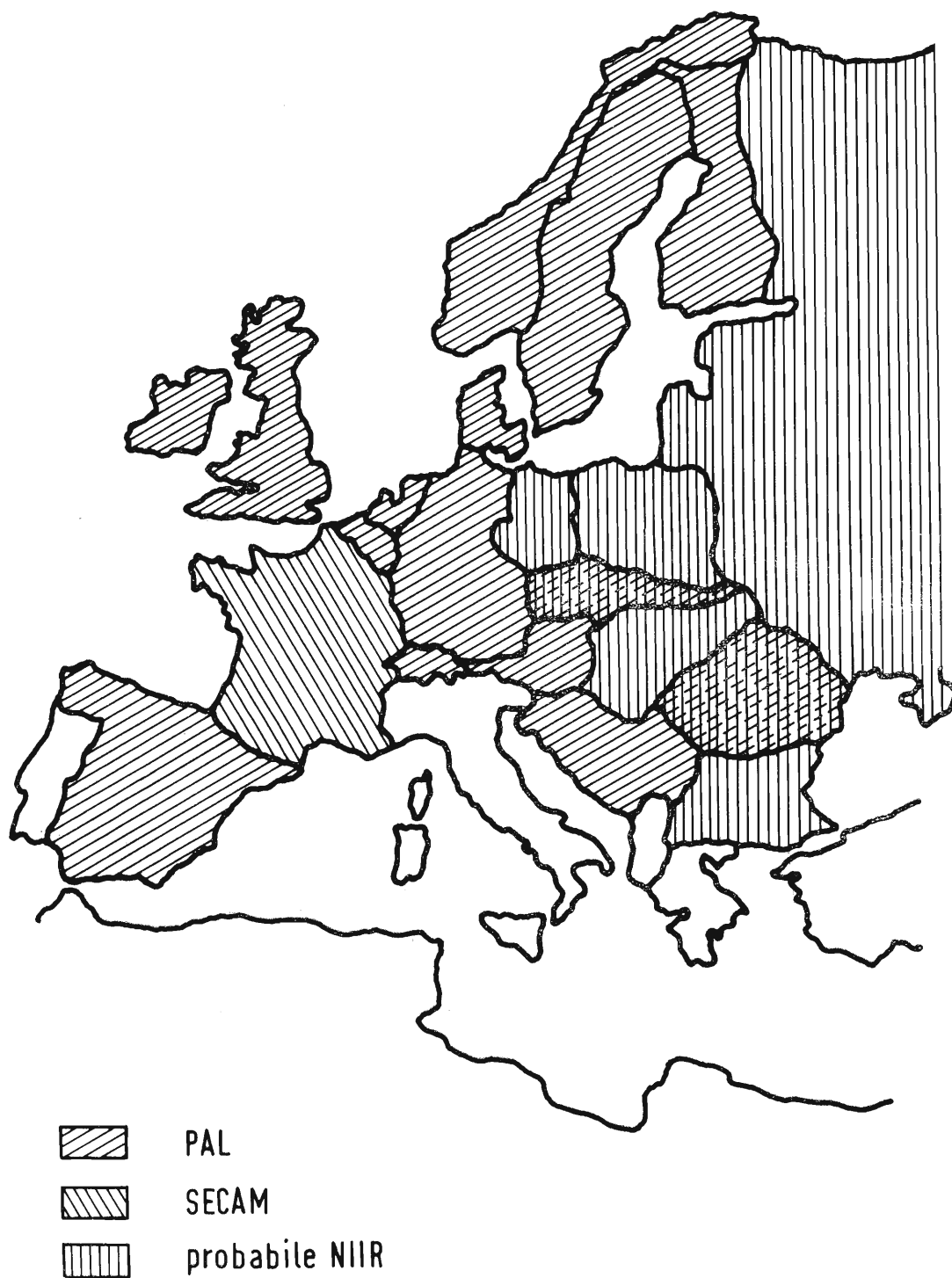
La strada percorsa dalla TV a colori dai suoi inizi fino ad oggi si è svolta attraverso le seguenti tappe:
1954 - Hanno inizio negli Stati Uniti le prime trasmissioni regolari secondo il sistema NTSC. Esso realizza l'inserzione dei segnali di differenza di colore nel segnale di luminanza mediante una modulazione d'ampiezza in quadratura di una sottoportante. Una parte dell'informazione cromatica risulta in tal modo affidata alla fase della sopportante modulata; ciò può comportare errori cromatici in particolari condizioni di ricezione. Dopo tale data alcune nazioni europee, fra cui l'Italia, danno inizio ad una serie di ricerche volte a fornire elementi di giudizio sulle possibilità di estensione al nostro continente di questo nuovo mezzo di diffusione. Si vuole in ispecie indagare l'entità degli errori cromatici prima menzionati per l'NTSC.
1959 - In alternativa al sistema americano NTSC, viene proposto in Francia il sistema di codificazione SECAM, ideato da H. de France e sviluppato dai tecnici della CFT (Compagnie Française de Télévision), una consociata della potente CSF (Compagnie Général de Télégraphie sans Fil). Tale sistema realizza l'inserzione dei segnali di differenza di colore nel segnale di luminanza mediante una modulazione in frequenza alternata a sequenza di riga di una sottoportante; esso non presenta di conseguenza le possibilità di errori cromatici citate per l'NTSC.
1962 - Nell'ambito dell'UER (l'Unione Europea di Radiodiffusione, che riunisce gli organismi televisivi dell'Europa Occidentale) viene indetta dalla BBC (l'ente televisivo inglese) una riunione fra i rappresentanti dei vari organismi televisivi, delle amministrazioni delle poste e telecomunicazioni e dell'industria per discutere i problemi inerenti alla scelta di un sistema di codificazione europeo fra i proposti NTSC e SECAM; per quest'ultimo la CFT ha presentato la nuova versione SECAM 2. In

tale riunione W. Bruch, in rappresentanza della tedesca Telefunken, propone una serie di possibili varianti all'NTSC. Per chiarire la situazione venutasi a creare, si decide di costituire in seno all'UER un gruppo di lavoro (Groupe ad hoc de l'UER sur la Télévision en couleurs).
1963 - Il gruppo di lavoro dell'UER, fra le diverse varianti proposte dalla Telefunken, ne sceglie una denominandola PAL ed inserendola fra NTSC e SECAM per la scelta di un sistema europeo. Il sistema di codificazione PAL utilizza gli stessi metodi di modulazione del sistema NTSC corredandoli con un procedimento per la correzione degli errori cromatici menzionati.
Nell'intento di ridurre ulteriormente la visibilità della sottoportante, la CFT introduce alcune modifiche al SECAM proponendo la nuova versione SECAM 3.
1965 - Vengono avviati contatti fra l'UER e la corrispondente OIRT, che raggruppa gli organismi televisivi dell'Europa Orientale. Tali contatti si svolgono per il tramite del Comitato Consultivo Internazionale di Radiodiffusione (CCIR). A seguito di tali contatti, i 15 membri europei del CCIR si incontrano a Vienna ma, non essendosi raggiunto alcun accordo sul. la scelta del sistema europeo, vengono proposte ulteriori prove comparative.
La Telefunken propone alcune modifiche alle norme del PAL (introduzione del doppio burts) che assume in tal modo la forma definitiva. Tali modifiche hanno lo scopo di mettere a disposizione di eventuali segnali di prova internazionali l'intervallo di cancellazione di quadro, liberandolo da segnali attinenti al sistema. Per i motivi già esposti, la CFT propone successivamente le due nuove varianti SECAM 3 a e SECAM 3 b, la quale ultima costituisce la versione definitiva.
1966 - Durante una riunione del gruppo di lavoro UER viene annunciata dalla delegazione francese l'elaborazione nell'Unione Sovietica di un sistema di codificazione denominato NIIR cui gli ambienti francesi sembrano interessati. Il sistema NIIR si basa sugli stessi procedimenti di modulazione che caratterizzano il sistema NTSC, modificati però in modo da evitare l'eventuale insorgere di errori cromatici.
Nell'ambito dell'avviata collaborazione franco-russa, si va ventilando la possibilità di adozione del sistema NIIR sotto la denominazione di SECAM 4 (pur non avendo tale sistema nulla in comune con i procedimenti di modulazione del SECAM). Viene costituita al riguardo fra i due paesi una commissione mista che, dopo una serie di prove, esclude il NIIR e conferma l'adesione dei due governi al sistema SECAM 3 b, denominato in modo definitivo «SECAM optimalisé».
L'assemblea plenaria del CCIR si riunisce nuovamente a Oslo. Viene deciso di restringere la scelta del sistema europeo fra SECAM e PAL abbandonando l'NTSC, ma per tale scelta non si riesce a raggiungere alcun accordo. E' la rottura definitiva. Si delineano tre atteggiamenti: quello dei fautori del PAL (le nazioni dell'Europa centro - settentrionale e la Gran Bretagna), quello dei fautori del SECAM (la Francia e le nazioni dell'Europa Orientale, con l'esclusione di Cecoslovacchia e Romania) e quello dei paesi che « rimangono alla finestra ». Fra questi ultimi vi è l'Italia, pur essendosi i suoi ambienti tecnici pronunciati a maggioranza a favore del PAL. Il governo italiano, in forza della decisione del CIPE (Comitato Interministeriale di Programmazione Economica) di escludere l'effettuazione di un servizio di televisione a colori dai programmi del piano quinquennale di sviluppo economico 1966-1970, rimanda la scelta del sistema da adottare al momento in cui la TV a colori sarà inserita in un successivo piano.
1967 - Vengono iniziate regolari trasmissioni a colori in Gran Bretagna e Germania Occidentale con il sistema PAL ed in Francia col sistema SECAM. A tali paesi fanno seguito via via gli altri fra cui l'Unione Sovietica anch'essa col sistema SECAM.
Il 1967 ha dunque segnato per l'Europa l'inizio ufficiale della TV a co-

lori secondo lo schieramento di adesioni verificatosi alla conferenza di Oslo. Ma nuovi fatti sono recentemente intervenuti a modificare un assetto che sembrava ormai definitivo. Notizie provenienti da autorevoli fonti moscovite hanno recentemente confermato alcune voci che da qualche tempo andavano circolando: l'Unione Sovietica, che attualmente irradia programmi a colori ad un limitato numero di ricevitori nelle aree di Mosca e Leningrado con il sistema SECAM optimalisé, si accingerebbe ad abbandonare tale sistema per il NIIR. Va al riguardo rilevato che gli ambienti tecnici sovietici avevano accettato con scarso entusiasmo le scelte governative in favore del SECAM sia perché da essi il NIIR era nato, sia per gli inconvenienti tecnici che il SECAM presenta in fase di ripresa. Sono noti infatti i complessi procedimenti che si deve adottare per poter mixare fra di loro più segnali video codificati SECAM. Per ovviare a tali inconvenienti, gli organismi televisivi dell'Europa Orientale stavano già da tempo prendendo in seria considerazione la possibilità di adottare in sede di ripresa il sistema PAL, che non presenta i detti inconvenienti, transcodificandolo successivamente in SECAM per la fase di trasmissione. Poiché però la transcodificazione comporta comunque un decadimento della qualità del segnale video, ci si starebbe orientando verso l'adozione di un unico sistema per le due fasi di ripresa e trasmissione. Risulterebbe in tal caso alquanto logica la scelta del NIIR che non presenta, al pari del PAL e dell'NTSC, gli inconvenienti lamentati per il SECAM.

Per quanto riguarda invece le nazioni europee non ancora orientate nella scelta del sistema, va ricordato che recentemente fonti governative spagnole hanno annunciato la loro adesione al PAL. Anche la Jugoslavia, allineatasi fino ad oggi sulle possibili scelte italiane, ha dichiarato, per bocca degli ambienti tecnici della JRT (l'organismo televisivo jugoslavo) la sua propensione per il PAL; il governo aveva dal canto suo già affermato che si sarebbe uniformato alle scelte degli ambienti tecnici.

In tale situazione, le ultime speranze del SECAM, a meno di un ormai poco probabile ripensamento dei paesi dell'Europa Orientale, sono unicamente riposte nella scelta dell'Italia. Qualora tali attese dovessero andare deluse, potrebbe anche verificarsi, a scadenza più o meno breve, un evento ritenuto fino a ieri assurdo: l'abbandono dell'appoggio del governo francese al SECAM. Non è certo un mistero lo scarso favore con il quale il settore tecnico dell'organismo televisivo francese, l'ORTF, ha accettato il SECAM; ciò per un complesso di ragioni tecniche cui si è già in parte accennato. A conferma di tali, seppur remote, possibilità di inversione nell'atteggiamento francese starebbero alcune recenti dichiarazioni ufficiose secondo le quali non sarebbe da escludere un possibile futuro allineamento su sistemi già adottati da un numero sufficiente di paesi. In tali decisioni giocano un ruolo decisivo le considerazioni di natura economica. E' comunque da tener presente che, in base a stime della fine del 1969, il numero dei ricevitori SECAM esistenti in Francia si aggirerebbe sui 150.000, cifra già rilevante, ma non tale da precludere decisioni il cui peso economico può essere di gran lunga maggiore. Nei confronti del PAL una decisione del genere sarebbe invece ormai inattuabile poiché, sempre in base alle dette stime, il numero di ricevitori di tale sistema si aggirerebbe in Europa sul milione. Per ultimo, a favore della tesi di abbandono del SECAM giocherebbero le negative impressioni, ancora vive in Francia, derivanti dalle conseguenze dell'univoca scelta da parte francese dello standard a 819 righe, ormai relegato alla rete del primo programma. Non si vorrebbe infatti che, oggi come allora, la Francia si trovasse isolata dal contesto europeo.

Per quanto riguarda l'atteggiamento italiano, è probabile che il menzionato evolversi della situazione europea possa costituire un definitivo chiarimento per le scelte da effettuare.

Distribuzione dei vari sistemi di TVC adottati dai paesi europei.

di Ermete Riva

Circuito di deflessione verticale con stadio di uscita complementare

Viene descritto un circuito per la deflessione verticale di cinescopi da 11", 12", particolarmente adatto per televisori portatili ed impiegante 6 transistori planari al silicio in contenitori plastici.
L'adozione di un circuito di uscita complementare simmetrico, ha permesso l'abolizione del trasformatore o induttore d'uscita. L'elevato rendimento proprio dello stadio finale ed alcuni particolari accorgimenti, hanno permesso di ridurre a valori interessanti l'assorbimento di corrente dell'alimentazione ($I_m \leq 50$ mA con $V_a = 10{,}7$ V) eliminando nel contempo l'uso di radiatori.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Per facilitare l'esame del circuito, in figura 1 è stato riportato lo schema semplificato.

Il transistore Q_1 costituisce parte attiva dello stadio amplificatore di tensione, il resistore di carico di collettore R_2 è riportato all'uscita connessa alle bobine di deflessione verticale.

Lo stadio amplificatore di corrente è costituito dai transistori Q_2 e Q_3 di tipo complementare.

L'interruttore I, simula il multivibratore sincronizzato di frequenza di quadro; alla sua apertura, il transistore Q_1 precedentemente interdetto, inizia la fase di conduzione attraverso la corrente iniettata dal resistore R_1: per effetto del condensatore C_1, la tensione d'uscita applicata alle bobine di deflessione, tramite il condensatore di disaccoppiamento C_2, inizia la rampa di discesa secondo la legge:

$$\text{a)}\quad v = V_o - \frac{1}{R_1 C_1} \int V_a^* \, dt =$$

$$= V_o - \frac{V_a t}{R_1 C_1}$$

All'arrivo dell'impulso di sincronismo (chiusura dell'interruttore I), il transistore Q_l viene interdetto e l'energia accumulata nel circuito risonante, costituito da L_s, C_1, C_3 ed R_3, viene liberata, sotto forma di scarica oscillatoria.

La presenza del diodo D, posto in serie al collettore di Q_2, limita l'oscillazione ad un solo semiperiodo di durata:

$$\text{b)}\quad \frac{T}{2} = \frac{\pi}{\sqrt{\dfrac{1}{L_s (C_1 + C_3)} - \alpha^2}}$$

in cui α rappresenta il coefficiente di smorzamento del circuito, definito da:

$$\text{c)}\quad = \frac{R_s}{2 L_s}$$

La tensione di picco, che si manifesta durante questa fase, e che può essere utilizzata per lo spegnimento delle tracce di ritorno di quadro, sarà definita dalla relazione seguente:

$$\text{d)}\quad V_p = \frac{T \cdot I_p \cdot e^{-T/2}}{2\pi (C_1 + C_3)}$$

in cui I_p è la corrente picco di deflessione, circolante nell'avvolgimento del giogo nell'istante immediatamente precedente l'impulso di sincronismo.

Pertanto si può ritenere, che ferme re-

---

* Si è volutamente trascurata la tensione base-emittente di Q1, in quanto nel circuito completo tale tensione è compensata dal transistore complementare d'ingresso.

S.G.S. S.p.A. - Agrate - Milano.

stando le caratteristiche del giogo, la durata e l'ampiezza dell'impulso di « flyback » risultano rispettivamente direttamente ed inversamente proporzionali alla radice quadrata della capacità collegata in parallelo al giogo.

$$\frac{T}{2} = K_1 \sqrt{C_1 + C_3}:$$

$$V_p = \frac{K_2}{\sqrt{C_1 + C_3}}:$$

Agendo pertanto sul condensatore C_3(*) è possibile adeguare la forma dell'impulso ai valori di durata ed ampiezza desiderati.

L'induttanza dell'avvolgimento del giogo, utilizzata per la formazione dell'impulso di spegnimento, risulta invece dannosa per la linearità della corrente di deflessione; è stato necessario adottare alcuni accorgimenti allo scopo di linearizzare il primo tratto ad andamento esponenziale.

Una delle soluzioni adottate consiste nella iniezione di corrente nel giogo attraverso il resistore R_2.

In fig. 2 sono rappresentate le forme d'onda di tensione e corrente nel giogo, ottenute con il circuito elementare di fig. 1.

La forma d'onda di corrente di fig. 2*b*, riguarda il caso di assenza di compensazione ($R_2 = \infty$): le forme d'onda di fig. 2*c* e 2*d*, riguardano rispettivamente il caso di sovracompensazione e compensazione ottima.

Al circuito base di fig. 1, è stata aggiunta una rete di controreazione *RC*, al fine di ottenere la correzione ad *S* della forma d'onda di corrente, come indicato in fig. 3.

La presenza di questa rete, fa si che la tensione applicata ad R_1 non sia più costante ma:

$$v_{r1} = V_a + f(v.\,t):$$

pertanto l'equazione *a*), che definisce la forma d'onda della tensione d'uscita sarà:

$$v = V_o - \frac{1}{R_1C_1}\int V_a\, d_t + \frac{1}{R_1C_1}\int f \cdot$$

(v,t) dt:

compare perciò nella *v* una tensione non lineare, che rappresenta appunto la deformazione ad *S*. Agendo sui valori di *R* o di *C* è possibile ottenere il valore di deformazione più prossima alla desiderata.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

In fig. 4, è rappresentato il circuito di deflessione verticale completo.

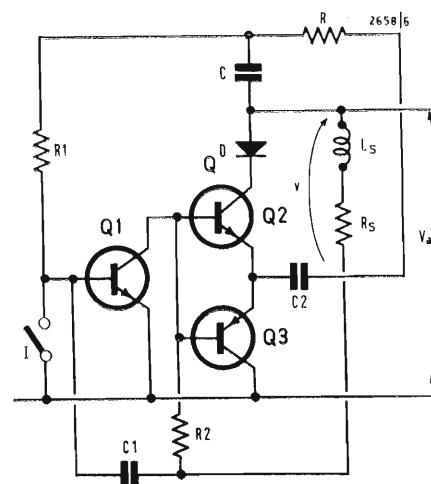
I transistori Q_1 e Q_2 costituiscono parte attiva del multivibratore astabile asimmetrico sincronizzabile che definisce il valore di frequenza di quadro. Il periodo della fase attiva e quello della fase

* Si consiglia di agire su C_1, poiché tale condensatore modifica la pendenza della rampa di tensione, in quanto entra come parametro nella relazione *a*).

Fig. 1

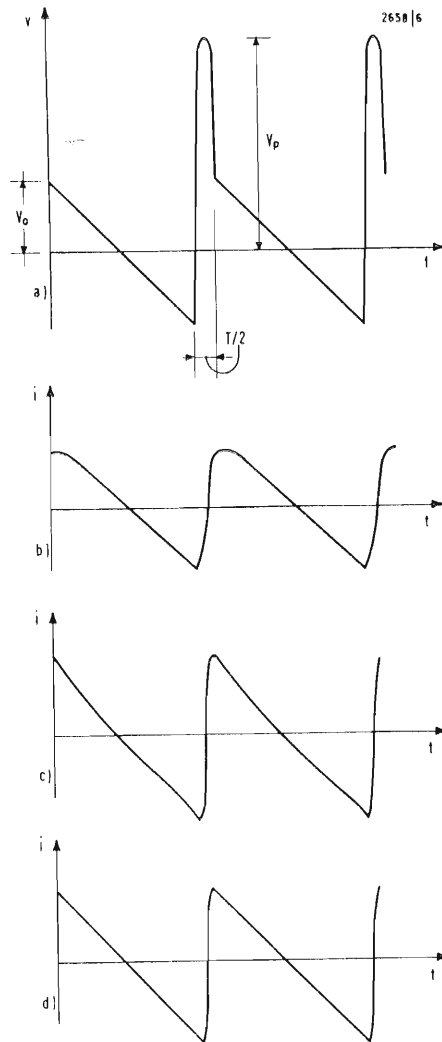



Fig. 2

di ritorno, sono rispettivamente proporzionali ai valori di C_2, R_3, P_1 e di C_2, R_1. Q_2 funziona pure da interruttore cadenzatore delle fasi di carica e scarica del circuito integratore seguente. Questo circuito, simile a quello rappresentato dalla fig. 3, differisce solo per la presenza di due semiconduttori, il transistore Q_3 ed il diodo D_2, e di alcuni componenti passivi. Il transistore Q_3 è di tipo *PNP* ad elevato guadagno di corrente, la sua funzione è quella di ridurre a piccoli valori la corrente d'ingresso così da potere impiegare piccole capacità nella rete di integrazione e di correzione ad *S*. Il diodo D_2, durante la fase attiva (periodo di deflessione) si trova interdetto in quanto funzionando il circuito in regime lineare, la tensione continua di base di Q_3 è circa zero (terra virtuale). Essendo in questa fase, il transistore Q_2 interdetto, Q_3 sarà alimentato attraverso i resistori R_6 ed R_9. All'arrivo dell'impulso di sincronismo e durante la fase di ritorno, lo stato di saturazione del transistore Q_2, provoca, per mancanza di tensione ai capi di R_9, l'interdizione di Q_4; la corrente circolante in C_{10}, durante il primo quarto di periodo dell'impulso sinusoidale di « flyback », potrà richiudersi attraverso D_2 che entrerà in conduzione. Nel rimanente quarto di periodo e fino all'inizio della nuova fase attiva, la corrente nel condensatore C_{10}, si potrà richiudere a zero, attraverso la giunzione base-collettore di Q_3, che si troverà polarizzata direttamente.

All'inizio della fase attiva, la base di Q_3 si troverà perciò a circa —0,5 V rispetto al livello di zero necessario per il funzionamento in regime lineare.

Allo scopo di evitare ritardi, che si traducono in deformazioni della linearità della forma d'onda di corrente d'uscita, è stato posto il condensatore C_4 che, all'interdizione del transistore Q_2, fornisce al condensatore C_{10} la quantità di cariche occorrenti a ripristinare il livello necessario al rientro immediato nel campo di funzionamento lineare.

Il valore di capacità di C_4, deve essere scelto osservando la forma d'onda di corrente nel tratto iniziale della rampa di discesa. Poiché la zona di deformazione della forma d'onda di corrente è quasi coincidente con quella interessata dalla compensazione ottenuta dalla iniezione di corrente, sarà bene eseguire la scelta del valore di C_4 contempora-

Fig. 3

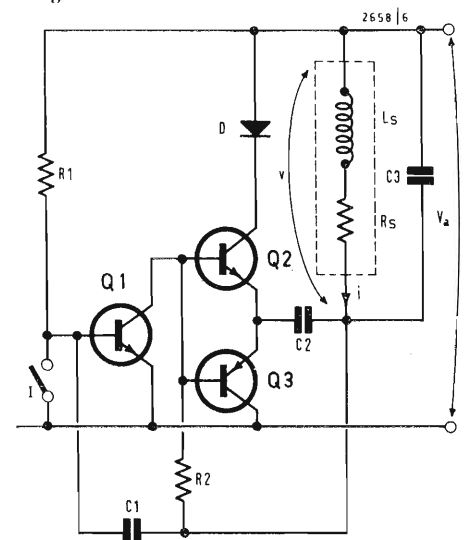
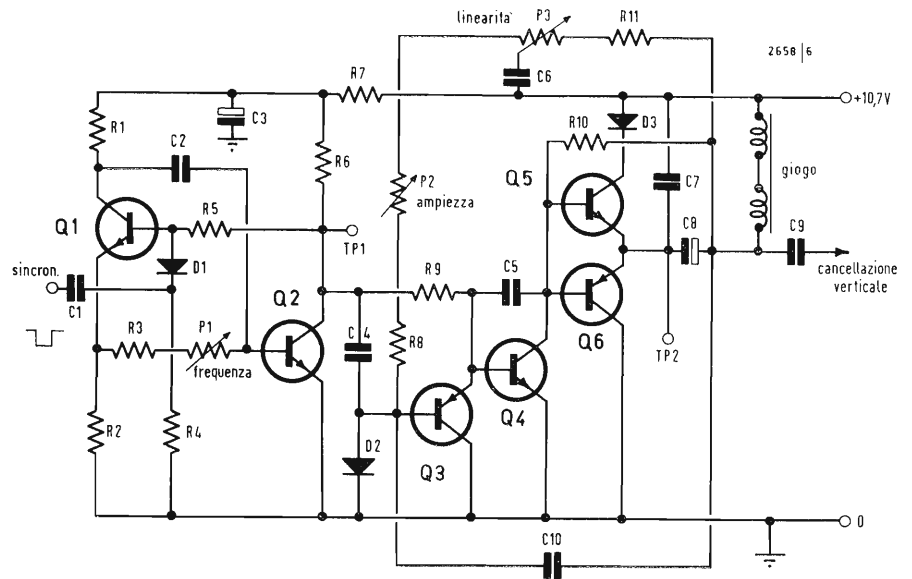



Fig. 4 - Deflessione verticale 90° senza compensazione della I media nel giogo.

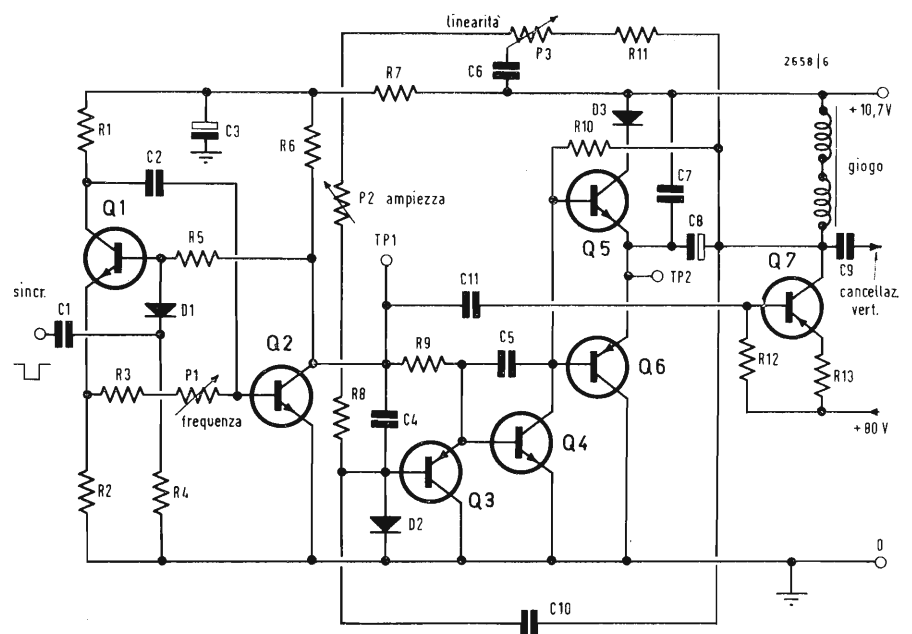



Fig. 5 - Deflessione verticale 90° e 110° con compensazione della I media nel giogo.

neamente alla scelta del valore di R_{10}, in modo da poter valutare esattamente la zona ed i limiti di influenza di entrambe le compensazioni.

La presenza del resistore R_{10}, avente il duplice scopo di compensare la forma d'onda di corrente e di alimentare lo stadio di uscita con una tensione superiore a quella di alimentazione (bootstrap), provoca lo spostamento del valore medio della corrente nel giogo di deflessione, con conseguente decentratura dell'immagine nel cinescopio. Qualora non fosse possibile correggere totalmente tale inconveniente, attraverso la regolazione dei magneti permanenti, si consiglia di ricorrere al circuito riportato nello schema di fig. 5. In questo circuito, la iniezione di corrente avviene per via attiva, attraverso il transistore Q_7, alimentato da una tensione più elevata della tensione di picco dell'impulso di « flyback »; questa tensione, può essere la stessa utilizzata per l'alimentazione dello stadio finale dell'amplificatore video.

Fig. 6 - Forme d'onda tipiche rilevate con giogo R = 36 ohm; L = 80 mH.

Durante la fase attiva di deflessione, il transistore Q_7 si trova nello stato di interdizione determinato dalla presenza del resistore R_{12} collegato tra la base e l'emettitore e dall'assenza di variazione di tensione sul collettore del transistore Q_2.

Nell'istante iniziale della fase di ritorno, la repentina saturazione di Q_2, provoca attraverso R_{13} e C_{11}, un impulso di corrente negativa in base di Q_7 che si porterà per qualche decina di microsecondi, nello stato di conduzione, iniettando corrente, durante il primo quarto di periodo dell'impulso di « flyback », nel circuito risonante, costituito dall'avvolgimento del giogo e dai condensatori C_7 e C_{10}. Essendo molto breve il periodo di conduzione di Q_7, il valor medio della corrente assorbita dal circuito di alimentazione dello stadio finale video, risulta molto piccolo ($I < 1$ mA).

L'iniezione di corrente durante la fase di ritorno, consente pertanto di limitare lo spostamento di zero del valor medio di corrente nel giogo, in quanto, pur mantenendo la stessa configurazione circuitale dello stadio finale, il resistore R_{10} può assumere un valore più elevato, in funzione solo del guadagno di corrente del transistore Q_5.

CONCLUSIONE

La realizzazione descritta presenta interessanti soluzioni circuitali ed innegabili vantaggi rispetto al tradizionale circuito operante in classe *A*. Queste si possono riassumere nei seguenti punti: eliminazione dell'impedenza di uscita con tutti i problemi di peso, dimensionamento ed ingombro ad essa inerenti, eliminazione di capacità di valore elevato, e quindi necessariamente elettrolitiche per ragioni di costo, nella rete di integrazione per la generazione della tensione a rampa; rendimento maggiore con conseguente riduzione del 50% della corrente media assorbita rispetto al circuito in classe *A*, vantaggio questo da non sottovalutare specie nei televisori alimentati a batteria e che comunque consente un miglior dimensionamento dell'alimentatore stabilizzato.

È da notare infine che tutto questo è stato ottenuto senza un aggravio di spesa, anzi in alcuni casi con costi minori dell'equivalente circuito in classe *A*.

PRESTAZIONI TIPICHE DEL CIRCUITO A 90°

Giogo di deflessione 90°	R = 36 ohm L = 80 mH
Tensione di alimentazione	V_a = 10,7 V
Corrente media assorbita	I_a = 45 mA
Corrente di deflessione picco-picco	I_{pp} = 250 mA
Spostamento del valor medio di corrente con compensazione passiva	$\Delta I\,m\% \simeq 11\%$
Spostamento del valor medio di corrente con compensazione attiva	$I\,m\% \simeq 3\%$
Temperatura massima di funzionamento con transistori in resina epossidica	T_a = 70°C
Corrente assorbita dalla tensione di 80 V per compensazione attiva	I_c = 0,2 mA

PRESTAZIONI TIPICHE DEL CIRCUITO A 110°

Giogo di deflessione 110°	R = 14 ohm L = 29 mH
Tensione di alimentazione	V_a = 10,7 V
Corrente media assorbita	I_a = 100 mA
Corrente di deflessione picco-picco	I_{pp} = 650 mA
Temperatura massima di funzionamento con transistori in resina epossidica	T_a = 45°C
Corrente assorbita dalla tensione di 80 V per compensazione attiva	I_c = 0,6 mA

DEFLESSIONE VERTICALE PER TV 12" 90° (Schema di fig. 4)

ELENCO COMPONENTI

R_1	=	330	C_1	=	47 nF	
R_2	=	470	C_2	=	0,33 uF	
R_3	=	82 K	C_3	=	100 uF	
R_4	=	470 K	C_4	=	6800 pF	
R_5	=	22 K	C_5	=	200 pF	
R_6	=	4,7 K	C_6	=	100 nF	
R_7	=	100	C_7	=	0,33 uF	
R_8	=	220 K	C_8	=	1000 uF	
R_9	=	4,7 K	C_9	=	33 nF	
R_{10}	=	390	C_{10}	=	68 nF	
R_{11}	=	47 K				
P_1	=	47 K	Q_1	=	BC 115	
P_2	=	470 K	Q_2	=	BC 115	
P_3	=	47 K	Q_3	=	BC 153	
D_1	=	BA 128	Q_4	=	BC 125	($V_{CEO} \geqslant 70$ V)
D_2	=	BA 128	Q_5	=	BC 125	
D_3	=	BA 129	Q_6	=	BC 116	($V_{CEO} \geqslant 70$ V)

DEFLESSIONE VERTICALE PER TV 12" 90° e 110° (Schema di fig. 5)

ELENCO COMPONENTI

R_1	=	330	C_1	=	47 nF	
R_2	=	470	C_2	=	0,33 µF	
R_3	=	82 K	C_3	=	100 µF	
R_4	=	470 K	C_4	=	6800 pF	
R_5	=	22 K	C_5	=	200 pF	
R_6	=	4,7 K	C_6	=	100 nF	
R_7	=	100	C_7	=	0,33 µF	(0,68 µF)
R_8	=	220 K	C_8	=	1000 µF	
R_9	=	4,7 K	C_9	=	33 nF	
R_{10}	=	820 (470)	C_{10}	=	68 nF	
R_{11}	=	47 K	C_{11}	=	68 nF	
R_{12}	=	4,7 K				
R_{13}	=	220 (100)				
P_1	=	47 K	Q_1	=	BC 115	
P_2	=	470 K	Q_2	=	BC 115	
P_3	=	47 K	Q_3	=	BC 153	
			Q_4	=	BC 125	($V_{CEO} \geqslant 70$ V)
D_1	=	BA 128	Q_5	=	BC 125	
D_2	=	BA 128	Q_6	=	BC 116	($V_{CEO} \geqslant 70$ V)
D_3	=	BA 129	Q_7	=	BC 116	($V_{CEO} \geqslant 80$ V)

I valori tra parentesi sono per deflessioni a 110°

* I valori delle resistenze sono espressi in ohm; tolleranza ± 10 %; dissipazione 1/4 W dove non altrimenti indicato.

di F. Visintin e F. Falcini

Tubi da ripresa a monossido di piombo

C - ESERCIZIO

C.1. - PUNTO DI LAVORO

Come già visto nei paragrafi B.1 e B.4 per la determinazione del punto di lavoro del tubo a PbO sono da considerare i seguenti punti:
— rapporto segnale/disturbo accettabile
— potere di risoluzione desiderato
— risposta tonale ai diversi livelli di illuminazione e conseguente rapporto di contrasto ottenibile.
I due ultimi punti possono essere condizionati inserendo nel circuito rispettivamente dei correttori di apertura e di gamma; tuttavia il miglioramento così ottenuto comporta un peggioramento del rapporto segnale-disturbo per cui quest'ultimo prima delle correzioni dette non deve essere inferiore a 41 dB in modo da non scendere oltre i 33 dB dopo di queste (vedi paragrafo B.4).
In altre parole, l'esigenza di un compromesso fra la migliore qualità di immagine e le condizioni di ripresa comporta una interdipendenza fra il tipo e la quantità delle correzioni inserite.
Poichè il rumore è una quantità invariabile, il cui valore dipende dalle caratteristiche del preamplificatore, ne deriva che il rapporto segnale/disturbo ottenibile è una funzione diretta del livello del segnale disponibile. La determinazione del punto di lavoro ha quindi lo scopo di stabilire quale sia la corrente di segnale (e conseguentemente la quantità di luce incidente), richiesta per realizzare il rapporto S/N desiderato.
Il tubo da ripresa a PbO, il cui rumore intrinseco può essere trascurato, opera sull'amplificatore A (Fig. 16) per mezzo della resistenza di ingresso R_i a cui si trova in parallelo la capacità parassita C_p.
Si può dimostrare quando si prenda come assunto che la resistenza del tubo considerato come generatore, sia infinitamente alta, che al crescere di R_i, il rapporto S/N tende al valore:

$$\frac{S}{N} = 22 \cdot 10^8 \cdot \frac{I_s}{f \cdot C_p \cdot \sqrt{f \cdot R_t}} \qquad (1)$$

in cui f è la larghezza di banda ed R_t la resistenza equivalente di rumore del circuito di ingresso del preamplificatore. La costante $22 \cdot 10^8$ è il valore assuto da:

$$\sqrt{\frac{3}{16 \cdot n \cdot k \cdot T}}$$

alla temperatura ambiente.
Nella (1) è possibile vedere come per una determinata larghezza di banda, R_t ed in maggior misura C_p fissino i limiti del valore del rapporto S/N.
Considerando i valori reali: $f = 5$ MHz; $C_p = 25$ pF; $R_t = 200$ ohm; la (1) diventa:

$$\frac{S}{N} = 5{,}6 \cdot 10^8 \cdot I_s$$

Cosicchè per ottenere il desiderato rapporto S/N di 33 dB sul segnale di uscita (equivalente ad un rapporto di 40 dB con rumore bianco) la corrente di segnale deve assumere il valore di circa 210 nA. — In pratica, a causa del contributo di rumore portato da R_i, si preferisce assumere un valore leggermente maggiore, compreso fra 220 e 250 nA. Quest'ultimo caso, nei tubi di sensibilità caratteristica di 300 μA/lumen, corrisponde ad un illuminamento del fotocatodo con 4 lux sui bianchi che può essere ottenuto in una camera monocromatica con un obiettivo diaframmato 5,6 ed un illuminamento sulla scena di 1000 lux.
I valori di C_p ed R_t qui citati sono puramente indicativi e possono essere migliorati ricorrendo a preamplificatori di progetto più elaborato o con l'impiego di componenti particolarmente selezionati. Sensibilità maggiori, a parità di rapporto

(*) Segue dal n. 11 - novembre 1970.

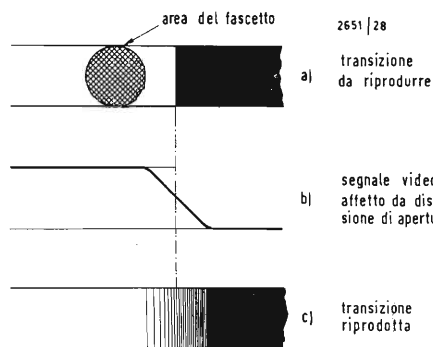



Fig. 18.

S/N possono inoltre essere raggiunte impiegando, come sarà detto nel seguito, correttori di apertura a risposta non lineare.

C.2. - EFFETTO DEL CORRETTORE DI APERTURA

L'impiego, nelle riprese televisive, di tubi con target di dimensioni ridotte (la diagonale dell'immagine è di soli 16 mm nel vidicon, di 21 mm nei tubi a PbO contro i 41 $\div$ 45 mm degli image orthicon) aumenta l'influenza delle distorsioni causate dalle dimensioni reali del pennello esplorante. Questo, nel punto di atterraggio sul target, presenta una sezione circolare di qualche centesimo di millimetro di diametro e quindi limita la capacità del sistema ad analizzare i particolari più fini dell'immagine. Tale distorsione — detta « di apertura » si presenta sul segnale di uscita come una attenuazione delle frequenze situate nella parte più alta della banda. Sull'immagine riprodotta, questa distorsione appare come una perdita di nitidezza nelle transizioni bianco/nero e viceversa, per cui i contorni delle immagini appaiono sfumati.

Un altro fenomeno responsabile della sfumatura dei contorni è lo scorrimento trasversale delle cariche, nell'immagine elettrica sul target, fra zone diversamente illuminate e quindi a potenziali diversi.

Inoltre è da tenere presente la diminuzione di risoluzione conseguente all'incurvamento del fascetto nella parte terminale del suo percorso. Infatti durante l'analisi esso viene attratto dalle zone a potenziale più alto già prima di averle raggiunte, e continua a cadere su di esse per un certo tempo dopo averle superate.

Ultimi, ma non meno importanti, sono i fenomeni di diffusione della luce per aberrazioni della parte ottica, specialmente con l'impiego di obiettivi multifocali impiegati a grande apertura.

Il risultato di tutti questi fenomeni è rappresentato in Fig. 18 ove è mostrato come una transizione luce/ombra (18*a*) venga riprodotta sul segnale in uscita del tubo. La variazione non viene riprodotta sul segnale come un gradino, ma con una certa gradualità per cui fra la zona bianca e quella nera (18*b*) esiste tutta una gamma di grigi, che appaiono sull'immagine appunto come una perdita di nitidezza del contorno (18*c*).

Già nell'impiego dell'image orthicon è necessario ricorrere ad un amplificatore correttore di apertura il quale incrementa il guadagno nella parte più alta della banda video, senza peraltro introdurre distorsioni di fase.

Il principio su cui si basano le diverse soluzioni circuitali è generalmente lo stesso.

Il segnale da correggere (Fig. 19*a*) viene fatto transitare in un quadripolo con caratteristica di ampiezza inversamente proporzionale alla frequenza, possibilmente con fase costante (filtro passa basso o meglio linea di trasmissione in quarto d'onda con estremo aperto). Questo quadripolo riduce ulteriormente il contenuto di alte frequenze nel segnale il quale viene ad assumere l'aspetto mostrato in Fig. 19*b*.

Tale segnale, presente all'uscita del quadripolo filtrante, viene sottratto con un amplificatore differenziale a quello presente all'ingresso del quadripolo detto e il segnale così ricavato (Fig. 19*c*), il quale contiene le sole informazioni ad alta frequenza, viene sommato al segnale da correggere per minimizzarne le distorsioni di apertura Fig. 19*d*.

Il correttore di apertura non effettua nessuna amplificazione sui segnali a frequenza più bassa, cosicchè l'ampiezza dei segnali interessanti ampie porzioni dell'immagine non è alterata dall'inserzione del correttore, mentre i segnali a frequenza più alta, e quindi solo le più alte frequenze dello spettro di rumore, ricevono una amplificazione supplementare.

Nei tubi da ripresa, durante l'analisi di un'immagine cui corrisponda un segnale video di 5 MHz, il livello di questo è circa la metà di quello presente durante l'analisi di un'immagine che fornisca un segnale ad 1 MHz, per le stesse condizioni di ripresa. È quindi necessario un supplemento di amplificazione di 6 dB fra la parte alta e la parte bassa dello spettro video. Un esame approfondito rivela che l'inserzione di questa correzione causa un peggioramento del rapporto segnale/disturbo pari a 1,3 volte (equivalente a 2,3 dB).

Pertanto per mantenere il rapporto S/N al valore prefissato, la corrente di segnale I_s dovrà essere aumentata di una quantità equivalente.

L'inserzione del correttore di apertura migliora la risoluzione a scapito della sensibilità (ciò per l'inevitabile aumento di corrente necessario a compensare il maggior rumore).

Quanto detto può essere effettuato solo quando si abbia a disposizione una quantità sufficiente di luce; in tutti gli altri casi si ricorrerà ad un compromesso fra definizione e sensibilità in vista della migliore qualità di immagine ottenibile.

Condizioni più vantaggiose possono eventualmente essere ottenute introducendo

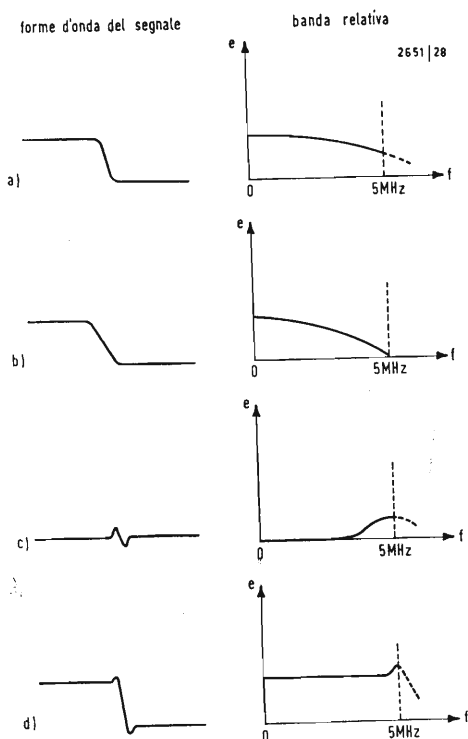



Fig. 19.

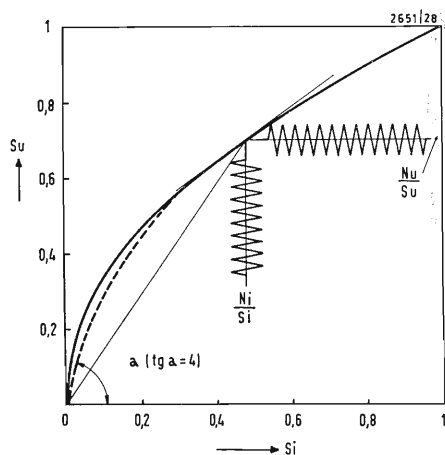



Fig. 20.

un correttore di apertura non lineare, che operi in funzione dell'ampiezza del segnale in transito. Poichè l'occhio è in grado di apprezzare la definizione di un'immagine solo al disopra di un certo valore di contrasto, è sufficiente introdurre la correzione solo quando il segnale ha un valore tale da garantire un buon rapporto segnale/disturbo.

In queste condizioni, pur rimanendo invariato il valore del rumore misurato nella maniera consueta (cioè come rapporto fra il picco del segnale video e il valore efficace del rumore), si ottengono tuttavia notevoli miglioramenti apparenti sull'immagine riprodotta.

C.3. - EFFETTO DEL CORRETTORE DI GAMMA

Uno dei problemi fondamentali della televisione è la fedeltà di riproduzione tonale. In altre parole le luminanze fornite dallo schermo del cinescopio devono essere, con buona approssimazione, proporzionali a quelle dei corrispondenti elementi d'immagine della scena analizzata; cioè la curva di trasferimento dell'intera catena televisiva deve essere lineare. Esaminando i singoli quadripoli in cui tale catena televisiva può essere scissa, possono essere fatte le seguenti considerazioni.

Come è noto la curva di trasferimento di un cinescopio non è lineare. Infatti la relazione che lega la tensione di polarizzazione di griglia V_g e la corrente di fascetto I_f è del tipo:

$I_f = k\, V_g{}^{\gamma}$

ove k è una costante dipendente dalle caratteristiche fisiche e dalle condizioni di funzionamento del cannone elettronico, γ un numero compreso fra i valori 2 e 2,4.

Gli elementi costituenti la catena di trasmissione presentano caratteristiche di trasferimento lineari. Per i tubi da ripresa invece valgono le seguenti considerazioni. L'image-orthicon, essendo utilizzato in prossimità del ginocchio, tende a comprimere il segnale nelle parti più luminose dell'immagine mentre, per l'effetto di redistribuzione delle cariche sul target, tende ad espandere il segnale nelle parti più scure. Ne risulta una curva di trasferimento alquanto complessa che, con sufficiente approssimazione può essere considerata, per riprese monocromatiche, quasi complementare a quella del cinescopio. Il vidicon presenta una curva di trasferimento del tipo

$I_s = k\, E^{\gamma}$

ove I_s, è la corrente di segnale, E l'illuminamento sullo strato fotosensibile, una costante del tubo, γ un numero il cui valore si aggira intorno a 0,6. Pertanto anche la caratteristica di trasferimento del vidicon compensa con buona approssimazione quello del cinescopio per riprese monocromatiche.

Il tubo a PbO, presentando invece una caratteristica di trasferimento lineare, non compensa con essa quella del cinescopio e quindi richiede un circuito che effettui elettricamente la correzione del gamma (*).

Tale circuito consiste in un quadripolo non lineare in cui il segnale di ingresso S_i ed il segnale di uscita S_u sono legati dalla relazione:

$S_u = k\, S_i{}^{\gamma}$

ove k è una costante del quadripolo e γ un numero pari a $1/2{,}2 = 0{,}45$.

In questo circuito l'amplificazione S_u/S_i è funzione del livello del segnale (vedi Fig. 20) per cui il rumore sovrapposto subisce un'amplificazione N_u/N_i inversamente proporzionale al valore del segnale.

Più precisamente, il rumore subisce una amplificazione proporzionale al valore dell'angolo formato dalla tangente alla curva con l'asse delle ascisse. Risulta quindi che il rumore sovrapposto ai bassi livelli del segnale subisce una amplificazione maggiore di quello sovrapposto agli altri livelli con conseguente sua maggiore visibilità nell'immagine.

Per una caratteristica di trasferimento parabolica con gamma $\gamma = 0{,}50$ si può dimostrare (**) che la sommatoria dell'amplificazione subita dal segnale ai vari livelli è la metà di quella subita dal rumore.

Per questa ragione il rapporto S/N viene peggiorato dalla inserzione del correttore di gamma di un valore pari a 6 dB che, per il mantenimento del rapporto segnale/disturbo desiderato, dovranno essere compensati, come detto nel paragrafo B.4 da un opportuno incremento della corrente del segnale.

Come già accennato, per scene a basso contrasto, può essere impiegato un diverso valore di correzione del gamma; in questo caso potranno essere ottenute immagini accettabili anche con una minore inclinazione della caratteristica di trasferimento del correttore ai bassi livelli. Ad esempio, assumendo sui neri una pendenza pari a 2, ne risulterebbe (in base a quanto detto in nota) $N_{eq} = 1{,}4\, N_i$.

In tali condizioni, poichè l'inserzione del correttore di gamma comporta un peggioramento del rapporto S/N di soli 3 dB, al fine di ottenere in uscita il desiderato

---

(*) Problema del tutto particolare è quello delle riprese a colori ove sussiste l'esigenza di mantenere costanti, ai vari livelli, i rapporti fra i tre primari che concorrono alla formazione del colore. Non sono quindi più sufficienti le approssimative compensazioni fornite dall'image-orthicon e dal vidicon e pertanto la correzione del gamma dovrà essere impiegata qualunque sia il tipo di tubo utilizzato nella telecamera.

(**) Benchè per definizione si parta da un livello di rumore N indipendente dal livello del segnale S, l'amplificazione del rumore dipenderà necessariamente in questo caso dal valore istantaneo del livello del segnale.
Il rumore equivalente dopo il correttore N_{eq} potrà essere calcolato con la

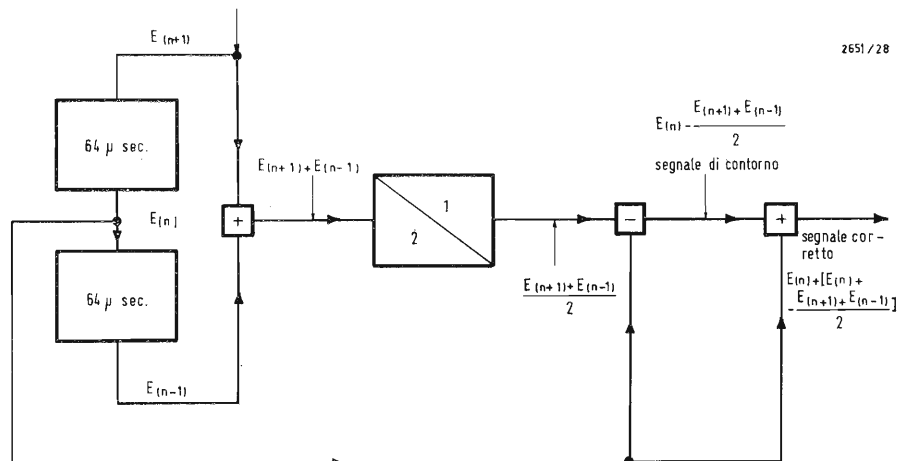
$$N_{eq} = \frac{N_w + 3\, N_g + 2\, N_b}{6}$$

ove con N_w, N_g, N_b si indicano rispettivamente i valori di rumore in corrispondenza dei bianchi, dei grigi e dei neri dell'immagine. Il valore di N_b è determinato dal fatto che in un correttore di gamma la tangente non può in realtà raggiungere la verticale richiedendosi in tal caso un'amplificazione infinita. Se il circuito è dimensionato in modo che la caratteristica abbia all'origine una pendenza pari a 4 e raggiunga gradualmente la parabola, si otterrà una buona resa tonale anche nelle parti più oscure dell'immagine. In questo caso per il nero $(N_b)_u = 4\,(N_b)_i$; per il bianco $(N_w)_u = 0{,}5\,(N_w)_i$; e per il grigio (al 40% del picco) $(N_g)_u = 1{,}25\,(N_g)_i$. Cosicchè $N_{eq} \cong 2\, N_i$.

rapporto S/N, in base a quanto detto nei paragrafi B.4 e C.1, la corrente di segnale (e quindi l'illuminamento sullo strato fotosensibile) può essere ridotta di un valore equivalente. Ne consegue un aumento della sensibilità del sistema di ripresa di circa il 40%.
Questo incremento di sensibilità non è però utilizzabile in tutti quei casi dove la scena da riprendere abbia ampie escursioni di luminosità e le parti più significative dell'immagine siano comprese nelle zone meno illuminate. Tuttavia la possibilità di variare la caratteristica di trasferimento del sistema di ripresa migliora le capacità di adattamento di quest'ultimo alle varie condizioni di immagine.

C.4. - ESTRATTORE DI CONTORNI

Nel paragrafo C. 2 sono stati ricordati i fenomeni che riducono la nitidezza dei contorni delle immagini televisive ed è stato accennato come questo inconveniente — per quanto presente in tutti i tubi da ripresa — abbia un peso maggiore negli attuali tubi con target di piccole dimensioni. È stato pure discusso come sia possibile ridurre l'entità del fenomeno mediante l'impiego di un correttore di apertura. Tuttavia un dispositivo di tale tipo migliora la definizione nel solo senso della larghezza dell'immagine (il correttore di apertura « orizzontale » agisce esclusivamente sui contorni verticali dell'immagine). Appare però evidente l'opportunità di introdurre anche un correttore « verticale » capace di agire sui contorni orizzontali della immagine.
Poichè dal tubo a PbO è possibile ricavare immagini per vari aspetti (gamma, rapporto S/N, ecc.) uguali o superiori a quelle ricavabili da tubi di altro tipo, conviene correggere interamente il suo potere risolvente introducendo sul segnale elettrico una vera e propria esaltazione del « contorno » considerato nel suo assieme. Ciò anche poichè è stato sperimentalmente dimostrato che una esaltazione dei contorni permette di ottenere immagini di aspetto più gradevole. Il fenomeno è da imputarsi alla minore fatica necessaria all'occhio per separare particolari posti su due piani diversi della scena quando i contorni del primo piano siano ben delineati sull'immagine del fondo.
Tali considerazioni acquistano una importanza ancora maggiore nelle telecamere a colori impieganti 3 tubi da ripresa. Pur presentando rispetto alle telecamere a 4 tubi l'indubbio vantaggio di una maggior compattezza strutturale e di una più fedele risposta colorimetrica, queste sono passibili di una sensibile diminuzione di definizione nel segnale di luminanza in quanto, essendo esso ricavato per matricizzazione dai 3 segnali cromatici, può venire deteriorato dalle distorsioni geometriche dell'analisi. Una cattiva registrazione o una mancanza di linearità fra i 3 tubi si traduce in una perdita di definizione nel segnale di luminanza il quale ha il compito di trasdurre l'informazione relativa ai dettagli fini dell'immagine. Il prelievo dei contorni dell'immagine di un solo canale e la successiva loro inserzione nel canale di luminanza portano ad un miglioramento apprezzabile della qualità dell'immagine (*).

Fig. 21.

(*) Considerazioni statistiche sul contenuto informativo consigliano di utilizzare come sorgente di prelievo il canale relativo al primario G.

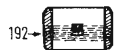
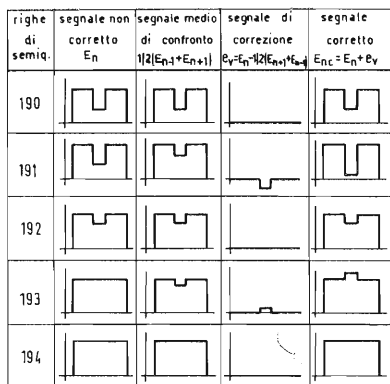



Fig. 22.

(*) Ciò non riveste alcuna importanza nel caso di telecamere monocromatiche, ma è un punto da tenere presente nella registrazione di una telecamera a tre tubi nella quale la esplorazione del canale verde usato per l'estrazione dei contorni deve essere scalata di una riga rispetto a quella degli altri canali.

Il circuito detto, che provvede al prelievo di un « segnale di contorno » da impiegare per la correzione di un segnale video affetto dalle distorsioni citate, può essere schematizzato in due blocchi: un « *estrattore di contorni verticale* » che sfruttando le diversità esistenti fra elementi d'immagine contigui posti su righe successive (quindi nel senso verticale dell'immagine) fornisce un segnale per l'esaltazione dei contorni orizzontali ed un « *estrattore di contorni orizzontali* » il quale, sfruttando le diversità esistenti fra elementi di immagine successivi nella stessa riga, fornisce il segnale per l'esaltazione dei contorni verticali. Il principio di funzionamento dell'estrattore di contorni verticale è rappresentato in Fig. 21.
È da notare che la correzione verticale è più complessa di quella orizzontale in quanto coinvolge più righe di analisi.
Se il problema non offre particolari difficoltà per il confronto fra la riga attuale e la precedente, risulta concettualmente più complesso nel confronto fra l'attuale e la successiva in quanto in questo caso occorrerebbe « prevedere » l'andamento del segnale in una riga che non è stata ancora analizzata.
La soluzione a questo problema consiste nel ritardare il segnale da correggere con due linee di ritardo, ciascuna di valore pari alla durata dell'analisi di una riga (64 μsec), in modo da disporre in ogni istante dei segnali relativi a tre righe successive e precisamente: $E_{(n+1)}$ come segnale attuale di analisi, $E_{(n)}$ ed $E_{(n-1)}$ alle uscite delle due linee di ritardo.
Come segnale attuale di trasmissione viene utilizzato $E_{(n)}$ per cui il segnale di uscita risulta, a causa del correttore verticale, ritardato in ogni momento di una riga rispetto al segnale di analisi. (*)
Nella Fig. 22 sono mostrati gli andamenti dei segnali e le operazioni conseguenti.
Nel tempo in cui è presente in uscita il segnale $E_{(n)}$ relativo all'immagine di una particolare riga il correttore opera la somma fra i segnali delle righe precedente $E_{(n-1)}$ e seguente $E_{(n+1)}$.
Il segnale risultante da tale operazione viene dimezzato in ampiezza (viene cioè

Fig. 23.

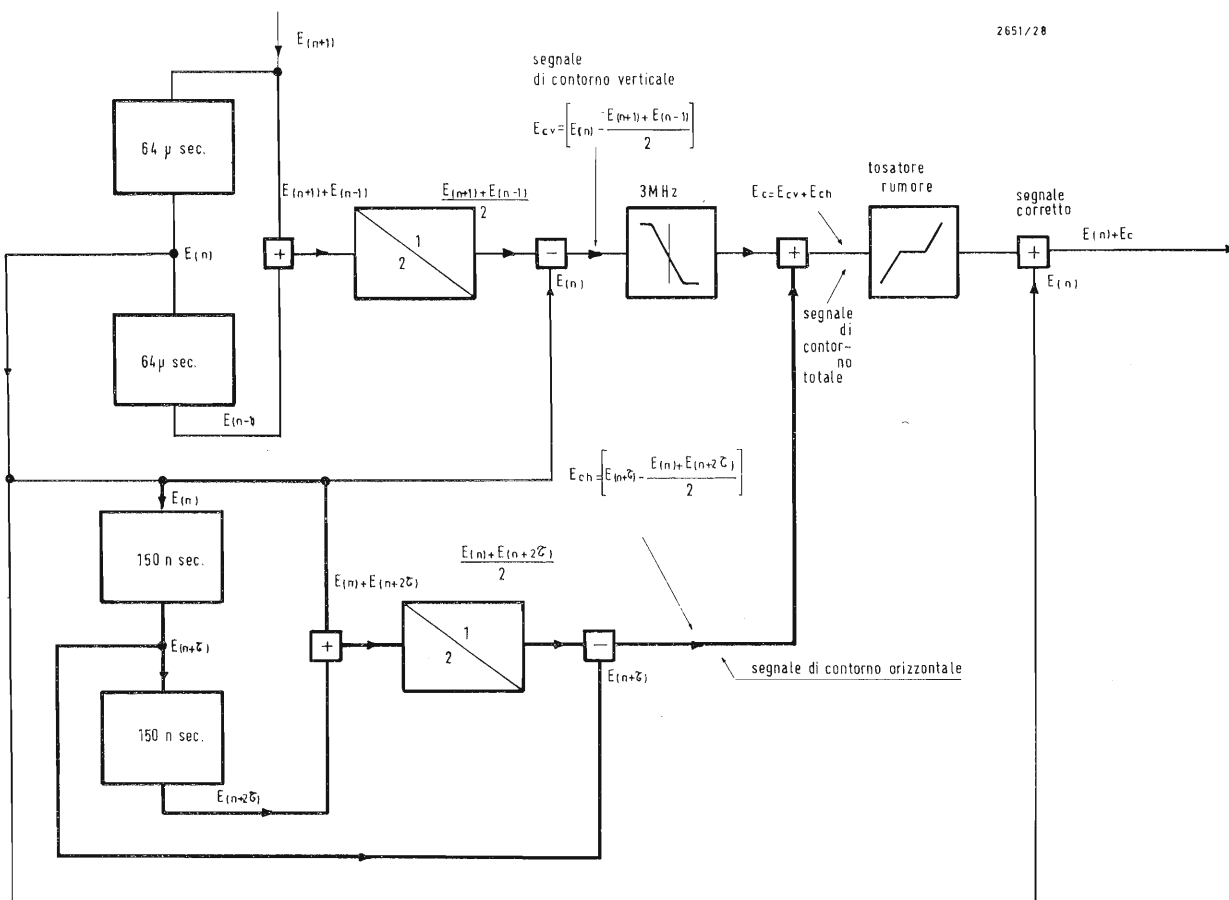
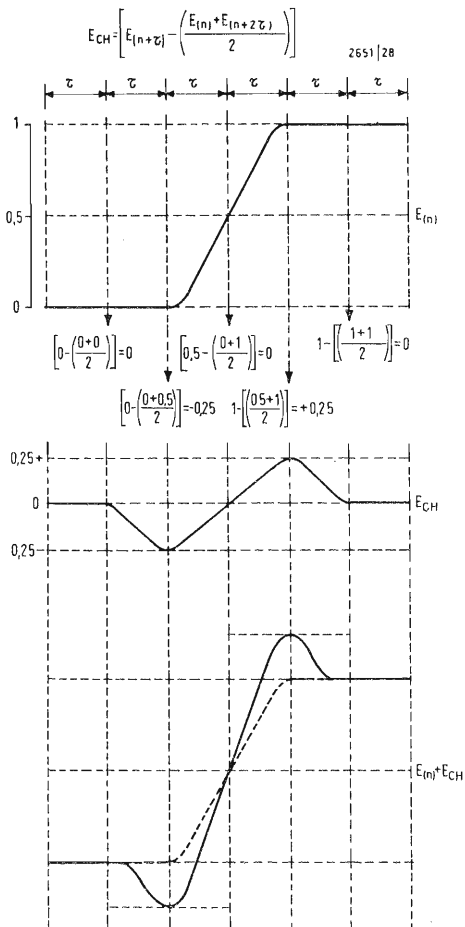



Fig. 24.

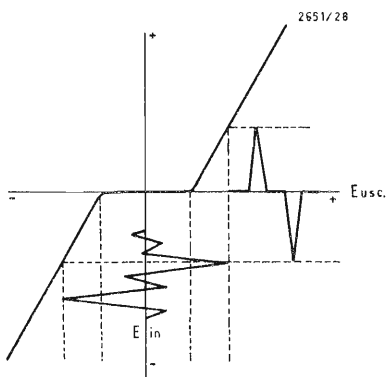



Fig. 25.

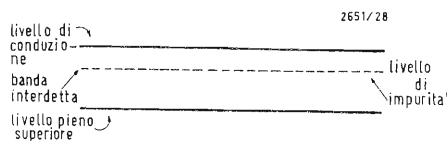



Fig. 26.

(*) La definizione nello standard televisivo è espressa dal numero di righe bianche e nere che possono essere contenute in una area quadrata con lato pari all'altezza dell'immagine.

eseguita con queste due operazioni la media aritmetica fra i valori istantanei dei due segnali) e successivamente confrontato con il segnale $E_{(n)}$in trasmissione. Il segnale risultante da questa differenza, amplificato per il valore di correzione richiesto, viene sovrapposto ad $E_{(n)}$ per costituire il segnale corretto.
L'esaltazione dei contorni orizzontali della immagine ottenuta in questa maniera ha statisticamente una definizione pari a 200 righe. (*)
Per una omogeneità di aspetto è opportuno che i contorni aggiunti in senso orizzontale (contorni verticali della immagine) abbiano una definizione equivalente. Ciò corrisponde ad una correzione in banda intorno a 3 MHz.
Questo valore risulta molto vantaggioso anche perchè prossimo al limite superiore di banda dei ricevitori commerciali, cosicchè una correzione applicata in questo punto della banda ha, ai fini pratici, una efficacia maggiore di quella introdotta dal tipico correttore di apertura, il quale agisce attorno ai 5 MHz e quindi in massima parte al disopra del limite suddetto.
L'introduzione di una correzione totale dei contorni, intesi in senso verticale ed orizzontale, può essere realizzata aggiungendo allo schema di fig. 21 un circuito analogo con linee di ritardo di 150 nsec come indicato in Fig. 23. Il funzionamento di tale circuito in corrispondenza di un transiente del segnale $E_{(n)}$ è indicato in Fig. 24.
La riduzione di banda effettuata dal filtro sul segnale di contorno verticale si rende necessaria per ridurre l'entità del rumore introdotto dalla correzione. Infatti nell'operazione di differenza fra i due segnali $E_{(n-1)}$ ed $E_{(n+1)}$ i rumori relativi si sommano essendo per definizione non correlati.
Allo scopo poi di ridurre l'entità del rumore nel segnale di contorno totale, si utilizza un circuito con risposta non lineare all'ampiezza, il quale presenta una soglia ai bassi livelli, sia positivi, sia negativi come rappresentato in Fig. 25.
Perciò all'uscita di tale circuito il segnale appare esclusivamente solo se l'ampiezza in ingresso è superiore ad una determinata soglia.
Il contributo di rumore ha significative probabilità di apparire in uscita solo durante gli istanti di transizione, quando il segnale di correzione è presente ad un livello tale da mantenere sufficientemente alto il rapporto segnale di contorno/rumore.

D.1. - CONSIDERAZIONI FISICHE SULLA FOTOCONDUZIONE

Ogni atomo presenta a determinati livelli energetici un certo numero di elettroni extranucleari. Quando tali livelli sono occupati interamente, il materiale costituito da atomi di tale genere si comporta elettricamente come un isolante. Quegli atomi in cui invece esista un livello non occupato, sufficientemente vicino come energia al livello pieno superiore in modo che alcuni elettroni di quest'ultimo possono per deboli apporti energetici esterni (quali quelli di energia luminosa) trasferirsi su di esso, appartengono a materiali classificabili come semiconduttori. Il materiale mette in tal modo a disposizione della conduzione gli elettroni trasferitisi sul livello vuoto che, per tale ragione, prende il nome di « livello di conduzione ».
Per quanto detto, nello studio delle proprietà elettriche di conduzione di un materiale è opportuno considerare per ogni suo atomo il livello pieno superiore, il livello di conduzione e la banda energetica interdetta che separa tali due livelli (vedi Fig. 26). La presenza od assenza di elettroni su tali livelli condiziona inevitabilmente la conducibilità del materiale semiconduttore che prende di conseguenza il nome di « semiconduttore intrinseco ».
Il fenomeno può anche essere considerato da un altro punto di vista: l'elettrone che passa dal livello pieno al livello di conduzione lascia nel livello pieno un posto vuoto che può essere occupato da un altro elettrone il quale a sua volta lascerà vuoto un altro posto e così via. Si può considerare dunque lo spostamento di tale posto vuoto, detto « lacuna » (o « buca ») che avviene in senso opposto a quello dell'elettrone e sotto l'aspetto di carica positiva.
Imperfezioni nel reticolo del semiconduttore, quale l'introduzione in esso di atomi caratterizzati da un numero di elettroni di valenza superiore a quella degli atomi del semiconduttore intrinseco, possono provocare nuovi livelli di energia nella banda di interdizione, detti « livelli di impurità » (vedi Fig. 26) statisticamente riassumibili nel « livello di Fermi ». Gli elettroni che si trovano su tali livelli richiedono dunque minore energia di quelli del livello pieno per passare al livello di conduzione e quindi il materiale presenta una maggiore sensibilità, come conduzione, agli apporti energetici esterni. Materiali così « drogati » prendono il nome di semiconduttori N in quanto risultano facilmente donatori di elettroni.
Un caso analogo si verifica introducendo nel reticolo del semiconduttore degli

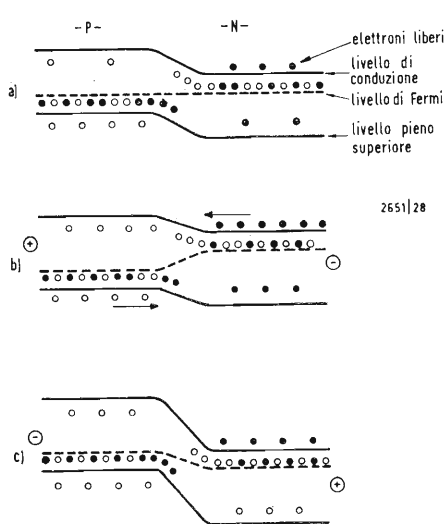



Fig. 27.

A questo articolo seguirà, nel prossimo numero, una breve nota sui più recenti sviluppi nel campo dei tubi a monossido di piombo

atomi caratterizzati da un numero di elettroni di valenza inferiore a quello degli atomi del semiconduttore intrinseco. Si producono nella banda interdetta dei livelli vuoti verso i quali possono facilmente migrare, per apporti energetici esterni, gli elettroni del livello pieno lasciando ivi delle « lacune ». Un tale materiale, detto semiconduttore *P*, risulta donatore di cariche positive (le lacune).
Gli elettroni portati al livello energetico di conduzione, essendo in continuo movimento a causa dell'agitazione termica, vagano all'interno del materiale con andamento a zig-zag, per effetto degli urti contro le irregolarità del reticolo. Sottoponendo il materiale ad un campo elettrico, a tale movimento disordinato si sovrappone uno spostamento coerente secondo l'andamento delle linee di flusso del campo, che si manifesta come una corrente elettrica.
Analogo ragionamento può essere fatto per le lacune. Elettroni e lacune si comportano perciò come « portatori » di carica elettrica.
Il numero e la mobilità degli elettroni e delle lacune dipende anche dalla temperatura. La loro mobilità è rappresentata da una espressione formata da due termini: il primo, che tiene conto delle impurità, va diminuendo al crescere della temperatura, il secondo, che tiene conto della dilatazione termica del reticolo, va crescendo al crescere della temperatura; come risultato globale la mobilità prima aumenta e poi diminuisce col crescere della temperatura. Il loro numero è basato invece sulla posizione del « livello di Fermi », che rappresenta la legge statistica di distribuzione dell'energia termica fra i portatori, localizzata come si è già detto ad un livello energetico situato nella banda interdetta.
Quando due semiconduttori *N* e *P* vengono uniti fra di loro in un diodo *N-P*, si provoca una ridistribuzione dei portatori fra tali due materiali (vedi Fig. 27) e di conseguenza il loro livello di Fermi si porta allo stesso valore energetico. La ridistribuzione dei portatori provoca, come si vede in figura, una barriera di potenziale in corrispondenza alla giunzione dei due materiali che ha come risultato una elevata conducibilità in un senso ed una molto bassa nel senso contrario. A seconda dunque del campo elettrico esterno applicato al diodo *N-P*, cioè a seconda se questo non è polarizzato (Fig. 27*a*), o è polarizzato direttamente (Fig. 27*b*), o inversamente (Fig. 27*c*) il diodo presenta rispettivamente una conducibilità bassa, elevata o nulla.

D.2. - RIEPILOGO DELLE CARATTERISTICHE DI ALCUNI TIPI DI TUBI DA RIPRESA

Dimensioni	IMAGE ORTHICON 3" o 4 ½ × 16" circa	TUBO A PbO 1,2" × 8,25"	VIDICON 1" × 6,25"
Vita media	1500 ÷ 6000 ore	1000 ÷ 6000 ore	5000 ÷ 20000 ore
Capacità di riprodurre immagini ad alto contrasto.	Ottima per la capacità di saturazione graduale della caratteristica	Modesta a causa della linearità della caratteristica. Limitata dalla corrente di sicurezza (300 nA) e la corrente di nero (3 nA)	Peggiore di quella dell'I.O. ma migliore di quella del tubo a PbO Limitata dalla linearità della caratteristica
Definizione	Ottima ed accentuata dall'effetto bordi	Aumentabile con il correttore di apertura	Buona risoluzione
Sensibilità	Ottima per il molt. elettr. e l'elevata corrente di uscita	Dipendente dal modo di impiego del tubo. Esistono tubi con 475 μA/l m	A causa della persistenza sensibilità troppo bassa per impieghi professionali. La persistenza diminuisce agli alti livelli di illuminamento
Rumore	Alto rumore di fondo a causa dell'emissione secondaria	Nessun rumore dal tubo ma il rumore è generato dall'ampl.	Simile a quello del tubo a PbO
Rapporto S/N	Circa 60: 1/Rumore max sul bianco	Circa 200: 1/Rumore max sui neri	Intermedio fra il PbO e l'I.O. / Rumore max sui neri
Persistenza dello strato fotosens.	Non applicabile a questo tubo	3 ÷ 5 % a 60 msec.	15 ÷ 20% a 60 msec.
Corrente di riposo	Non applicabile a questo tubo	Buona uniformità poichè il diodo di target si satura	Circa 20 nA
Facilità di impiego	Può essere regolato il campo di escursione in presenza di elevati contrasti.	Grande difficoltà di regolazione per elevati contrasti. In esterno occorre controllo di diaframma e tosatore dei bianchi	Regolazione facile.

BIBLIOGRAFIA

H. BREIMER, W. HOLM, S.L. TAN - « A colour Television camera with Plumbicon camera tubes » - Philips Technical Review - vol. 28 - n. 11 - 1967.

E.F. DE HAAN, A. VAN DER DRIFT, P.P.M. SCHAMPERS - « Le Plumbicon, nouveau tube de prise de vues pour television » - Revue Technique Philips - Vol. 25 - n. 4 - 1965.

E.M.I. ELECTRONICS - « Vidicon TV camera tube 10667 »

R.B. JAMS, A. ROSE - « Television pickup tubes with cathode-ray beam scanning » - P.I.R.E. - Vol. 25 - n. 8 - 1937.

R.H. MC MANN Jr., A.A. GOLDBERG - « Improved signal processing techniques for color Television Broad casting » - Journal S.M.P.T.E. - Vol. 77 - march 1968.

J. MILLMAN, H. TAUB - « Pulse, digital and switching waveforms » - Mc Graw - Hill - 1965.

PHILIPS - « Documentation Universal contour-shaper and linear matrix unit ».

K. SADASHIGE - « A study of noise in television camera preamplifiers » - Journal S.M.P.T.E. - vol. 73 - march 1964.

A.G. VAN DORN - « The Plumbicon compared with other television camera tubes » - Philips Technical Review - vol. 27 - n. 1 - 1966.

B.H. VINE, R.B. JANES, F.S. VEITH - « Performance of the vidicon, a small developmental television camera tube » - RC.A. Review - march 1952.

P.K. WEIMER, S.V. FORGUE, R.R. FOODRICH - « The vidicon photoconductive camera tube » - R.C.A Review - september 1959

V. K. ZWORYKYN, G. A. MORTON - « Television » - Wilei - 1954.

A. Nicolich

La radiostereofonia in MF

Iniziamo con questo numero della nostra rivista una serie di articoli dedicati alle radiotrasmissioni stereofoniche multiplex a modulazione di frequenza. Scopo degli articoli è di divulgare i principi, le modalità realizzative e gli schemi elettrici relativi alla radiostereofonia, fra i giovani, che non assistirono alla sua costituzione avvenuta nel 1961, *e di recare qualche lume ai vecchi radioamatori minori, che, per depauperata elasticità mentale, o per attaccamento alla radio tradizionale MA ed MF, accettarono, stringendo i denti, il nuovo sistema di radiodiffusione, rifiutandosi di sviscerarne l'essenza e di valutarne la portata; un tentativo, dunque, di conciliazione tra il passato (remoto o prossimo, certamente imperfetto) e il presente, che, se non è perfetto, si appresta a trasformarsi in futuro piùccheperfetto (i grammatici ci perdonino, per aver noi fatto misuso dei loro termini preferiti).*

Parte I - Richiami della costituzione del segnale stereo a MF

Tralasciamo la storia della radiostereofonia, che ha origini remote, perché non vogliamo montare in cattedra per svolgere « un corso di radiostereofonia », ma modestamente tentiamo di dare un'idea del moderno sistema di trasmissione dei suoni per via radio.

Caratteristiche fondamentali della radiostereofonia sono:

1. la compatibilità con la trasmissione monofonica; un ricevitore preesistente monofonico deve poter ricevere una trasmissione stereo come se fosse mono; un ricevitore stereo deve poter ricevere una trasmissione mono (oltre quelle stereo, ben inteso); ciò comporta che i canali sinistro e destro devono ciascuno avere risposta uniforme in frequenza da 50 Hz a 15 kHz, perché la qualità della ricezione monofonica risultante dalla loro fusione non venga degradata;
2. la completa separazione fra i due canali per l'intera gamma acustica;
3. la SCA (Subsidiary Communications Authorization), concessa fin dal 1955, che permette la trasmissione per uso privato di servizi particolari, come la musica di sottofondo per ristoranti, ritrovi, mostre etc.; la SCA attualmente ha perso parte della sua importanza, tuttavia un sistema di trasmissione stereo deve permettere anche i servizi privati.

Richiamo della tecnica della somma e differenza

Dati i due segnali sinistro S e destro D corrispondenti ai programmi musicali dei due canali, è possibile sommarli e sottrarli ottenendosi rispettivamente il segnale somma $S+D$ e il segnale differenza $S-D$. La fig. 1 aiuta a capire che cosa è il segnale differenza. Il grafico in alto a destra è stato ottenuto sommando punto per punto le ordinate di S e D; il grafico in basso a destra è stato ottenuto sommando punto per punto al segnale S il segnale D capovolto.

Il segnale $S+D$ viene trasmesso normalmente in MF, mentre il segnale $S-D$ viene trasmesso modulando una subportante ausiliaria ultra acustica, della quale si dirà nel seguito. Un ricevitore monofonico riceve la somma $S+D$ soltanto, ma è sufficiente per dare una riproduzione mono equivalente del programma stereo, perché $S+D$ contiene l'informazione completa dei due canali. In queste condizioni, l'ascoltatore non è in grado di capire se sta ricevendo un programma stereo o mono, se un annunciatore della radio non avverte sul tipo di trasmissione (gli indicatori di stereo non esistono sui ricevitori monofonici).

Sia invece un ricevitore stereo, cioè capace di ricevere, oltre al segnale $S+D$, anche il segnale $S-D$. In questo ricevitore, appositi circuiti, sommano e sottraggono i due segnali Somma e Differenza, secondo le seguenti semplicissime operazioni aritmetiche:

$$(S+D) + (S-D) = 2S;$$
$$(S+D) - (S-D) = 2D;$$

cioè all'uscita dei circuiti sommatori e sottrattori si ricavano i segnali originali S e D di ampiezza raddoppiata. La fig. 2 evidenzia questo fatto. Avremo molte occasioni di ritornare su questo concetto cardinale dei circuiti stereo multiplex.

È chiaro che la forma d'onda dei segnali sinistro e destro può essere qualunque; se nelle figure 1 e 2 si sono usate onde quadre, è solo per ragioni di chiarezza. Disegnando con cura le onde rappresentative di S e D, la somma algebrica assicura che si riottengono sempre i segnali S e D (salvo l'ampiezza) originali e teoricamente senza reciproche interferenze.

Richiamo della modulazione di frequenza (MF) in monofonia

Ricordiamo per sommi capi le caratteristiche della radiotrasmissione dei suoni in MF.

— L'ampiezza della portante rimane costante indipendentemente dalla modulazione.

— La frequenza della portante varia da un massimo a un minimo (ΔF) compresi fra 0 e $\pm$ 75 kHz, (quest'ultimo valore è stato assunto per convenzione uguale al 100% di modulazione) intorno al valore centrale.

— La modulazione dà luogo ad una serie di oscillazioni laterali simmetriche rispetto alla portante, rappresentabili con coppie di vettori in quadratura, che danno luogo, per ogni frequenza armonica della frequenza modulante, ad un vettore; la somma di questi vettori (che si aggiunge alla portante) è nulla, dovendo l'ampiezza della portante, conservarsi sempre costante; tali vettori sono perciò in parte positivi e in parte negativi.

— Il numero e l'ampiezza delle oscillazioni laterali dipendono dalla frequenza di modulazione. Detto numero è teoricamente infinito, ma le oscillazioni di ampiezza non trascurabile sono limitate; il numero delle oscillazioni laterali diminuisce all'aumentare della frequenza di modulazione.

— L'insieme delle oscillazioni laterali di frequenza $F \pm nf$ (F = portante; f = modulante) costituisce le bande laterali superiore e inferiore, l'estensione delle quali, teoricamente infinita, è in realtà limitata dalle oscillazioni laterali di ampiezza non trascurabile.

— L'escursione ΔF di frequenza prodotta dal dispositivo modulatore dipende dall'ampiezza e non dalla frequenza del segnale modulante; ossia una nota a 400 Hz e una nota a 10 kHz di uguale intensità producono lo stesso ΔF.

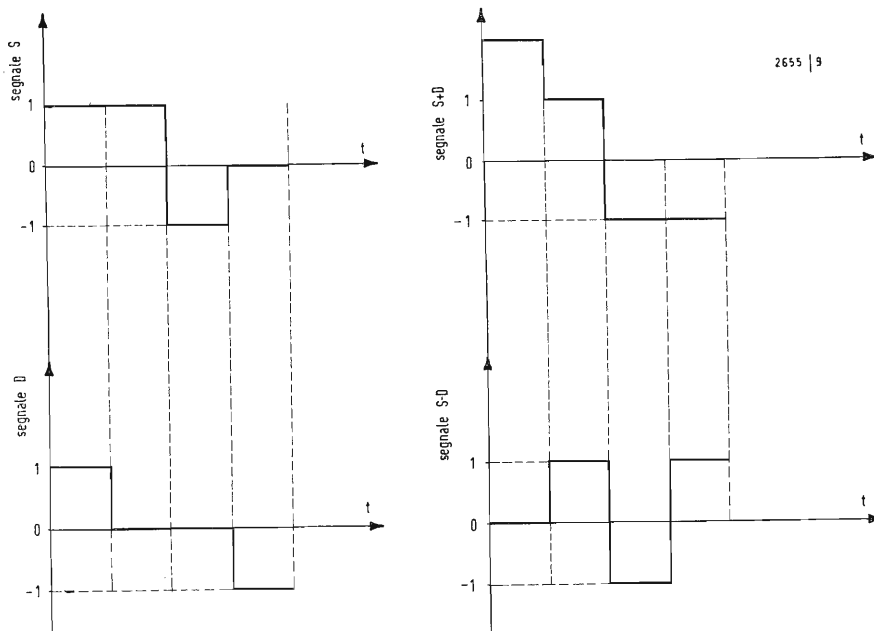



Fig. 1 - Combinazioni dei segnali S e D per ottenere il segnale somma $S+D$ e il segnale differenza $S-D$.

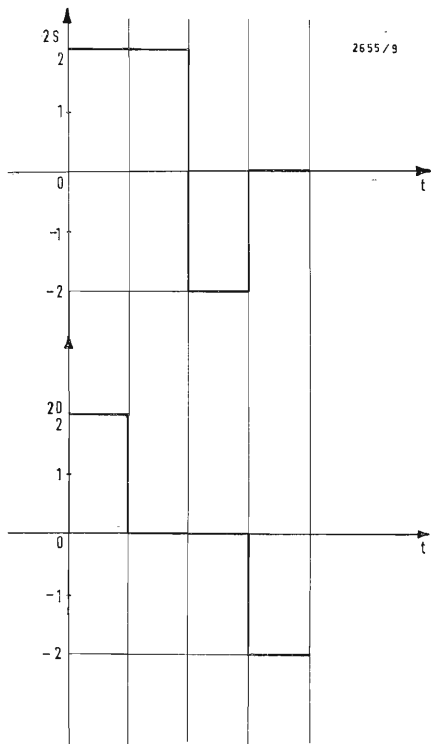



Fig. 2 - Segnali $(S+D)$ + $(S—D)$ = $2S$ e $(S+D)$ — $S—D)$ = $2D$ ottenuti sommando e sottraendo i segnali somma e differenza.

— In ricezione è necessario un dispositivo (discriminatore), che traduca le variazioni di frequenza in variazioni di ampiezza del segnale da inviare agli stadi AF (Audio Frequenza) per la successiva riproduzione in altoparlante.

— La frequenza modulante è ripristinata dal ricevitore mediante il numero di volte con cui si ripete in un secondo il ΔF.

— Il campo di frequenze modulanti è compreso fra le più basse frequenze udibili (in pratica 50 Hz) e 15 kHz, ritenuto sufficiente per una riproduzione di alta fedeltà.

— La larghezza di banda di un canale MF dipende dall'estensione delle bande laterali, ma si può grossolanamente far coincidere con 2 ΔF al 100% di modulazione, ossia $2 \times 75 = 150$ kHz; a questa banda bisogna aggiungere almeno 25 kHz di franco fra canali adiacenti, per cui ad una stazione emittente MF è assegnato il canale di 200 kHz.

— La banda assegnata alla MF, detta banda II, si estende da 88 a 108 MHz.

— La qualità della trasmissione in MF è assicurata dallo spettro di modulazione (fino a 15 kHz) e dall'assenza di disturbi, che non possono influire in MF, che è insensibile alle variazioni di ampiezza del segnale (ammesso che il circuito limitatore del ricevitore sia efficiente).

La SCA per servizi privati (ora in disuso) rappresenta il primo uso commerciale della tecnica multiplex applicata alla radio trasmissione MF monofonica. Con la SCA, una nota ultra acustica (subportante) compresa fra 25 e 75 kHz (generalmente 42 kHz o 67 kHz) modula la portante principale in frequenza, come una qualunque frequenza modulante. Questa subportante viene a sua volta modulata in frequenza con piccola profondità ($\pm 7 \div 8$ kHz) dal programma secondario privato; nel caso di sottoportante 67 kHz, la sua escursione di frequenza è compresa, al massimo, fra 59 e 75 kHz. Qui sorge spontanea la domanda « come è possibile che la portante principale sia modulabile a $\pm$ 75 kHz e si abbia nello stesso canale lo spazio per trasmettere la subportante pure modulata? ». Il problema si risolve decurtando la banda del segnale principale di quel tanto che occorre per allocare la subportante modulata. Se la portante principale è modulata al 100%, senza la SCA, le sue bande laterali si estendono a $\pm$ 75 kHz intorno ad essa. Se è presente la SCA

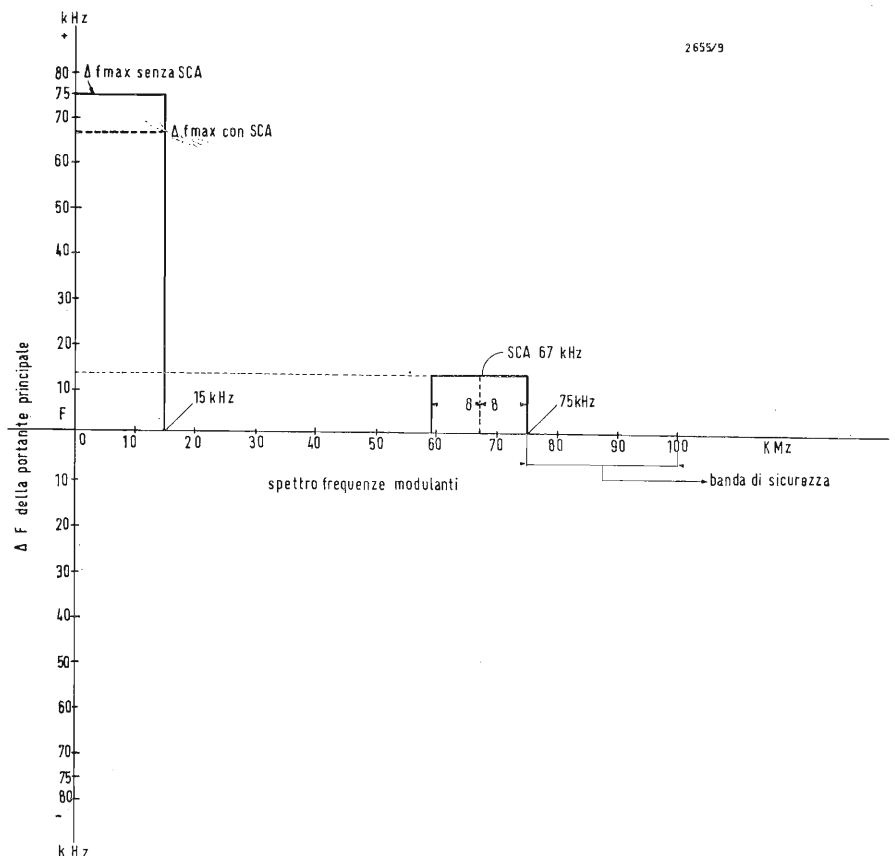



Fig. 3 - Distribuzione spettrale delle frequenze e ΔF per trasmissioni MF monofonica con e senza SCA.

modulata con profondità (circa il 10%) corrispondente a $\pm$ 8 kHz, le bande della portante principali devono essere ristrette a $\pm$ 75 — (8 kHz) = 67 kHz. Questo stato di cose è rappresentato in fig. 3, che mostra la distribuzione spettrale e le percentuali di modulazione della combinazione dei programmi principale pubblico e secondario privato. In fig. 4, il programma principale è simboleggiato con la frequenza massima di modulazione 15 kHz, che, se anche non è il limite di percezione auditiva, è riconosciuta sufficiente per una riproduzione di alta fedeltà.

La MF in stereofonia

Nel precedente paragrafo si è richiamata la trasmissione MF monofonica con la SCA, non perché la SCA sia oggi importante, ma perché serve da spiegazione introduttiva dell'uso di una sottoportante in multiplex; infatti, è breve il passo da essa alla trasmissione stereofonica a modulazione di frequenza. Usando il segnale del canale sinistro per modulare la portante principale e il segnale del canale destro per modulare la sottoportante, si soddisfano immediatamente le condizioni per la trasmissione simultanea, ma separata, dei due canali di un programma stereo.

È doveroso ricordare che il Maggiore Edwin Armstrong oltre trent'anni fa aveva già realizzato questa forma rudimentale di radiodiffusione stereofonica.

Diciamo « rudimentale », perché il sistema come sopra prospettato non presenta i requisiti specificati dalle norme successivamente elaborate per garantire l'alta qualità della riproduzione. Con il sistema primitivo sopra accennato, un ascoltatore in possesso di un ricevitore monofonico potrebbe ricevere il solo canale sinistro dell'orchestra; la subportante verrebbe irradiata con energia molto minore del canale principale, quindi sarebbe ricevibile in una zona ristretta; infine la resa in frequenza del canale destro sarebbe scadente, data la piccolezza della frazione dello spettro totale di modulazione, ad esso concesso. Inter nos, la musica di sottofondo della SCA faceva s...o (cioè senso; ma che cosa avevate capito?!).

Mettendo d'urgenza da parte il sistema primitivo, cerchiamo di seguire la evoluzione del segnale stereo fino alla sua definitiva espressione, che è stata approvata e adottata dalla FCC per la radiodiffusione circolare stereofonica.

Il sistema adottato di radiotrasmissione stereo

Cominciamo con il mettere in evidenza alcune amene curiosità della MF. La modulazione del canale principale costituisce la parte più semplice del segnale composto. Il segnale totale, in apparenza, non differisce dalla forma del segnale monofonico convenzionale.

Ricordiamo anzitutto che l'onda composta si ottiene sommando i canali S e D ottenendo $S+D$. Facciamo il caso semplice limite in cui venga trasmesso uno solo dei due segnali, per esempio il segnale sinistro S a 1 kHz; il segnale destro D è allora zero. Se ci attentiamo di fare la somma troviamo $S + 0 = S$, che serve a modulare la portante principale RF al 50% cioè con $\Delta f = \pm 75/2 = \pm 37{,}5$ kHz. In queste condizioni, un ricevitore monofonico per MF riceve la nota 1 kHz con metà ampiezza rispetto al massimo e l'ascoltatore non può in nessun modo capire se il segnale ricevuto proviene dalla trasmissione di S e $D = 0$, ovvero di D e $S = 0$; la corrispondente modulazione della portante principale dovuta all'unico segnale esistente (S o D) è una pura onda sinoidale.

Facciamo un'altra ipotesi: trasmissione stereo con entrambi i segnali S e D, ma sia $S = D$, cioè i suoni captati dai due microfoni dei canali sinistro e destro siano uguali ed entrambi di 1 kHz.

Ora la modulazione della portante principale ha ampiezza doppia del caso precedente (100% di modulazione, $\Delta f = \pm 75$ kHz), dato che i due microfoni offrono uguale contributo. Si noti che questo caso non si verifica mai in pratica con la trasmissione stereo e si risolve in una trasmissione completamente simile a quella monofonica. È facile convincersi che se $S = D$ la trasmissione è monofonica; infatti il segnale somma diventa $S+D = S+S = 2S$, il segnale differenza diventa $S—D = S—S = 0$, ossia non vi è l'informazione stereo differenza, che pertanto non viene trasmessa. Ma c'è di peggio! oltre a non esserci segnale modulante per la subportante, la subportante stessa scompare automaticamente!

Riprendiamo il caso di trasmissione del solo segnale S modulante la portante principale RF, e sia un'onda sinoidale di 1 kHz; allora il segnale differenza $S—D = S—0 = S$ esiste ed è uguale ad S. Con esso si modula la subportante a 38 kHz in ampiezza MA, (mentre nel caso della SCA, la subportante viene modulata in frequenza). Questa tecnica è nota come « trasmissione a

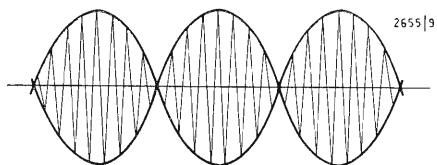



Fig. 4 - Trasmissione MA con portante soppressa.

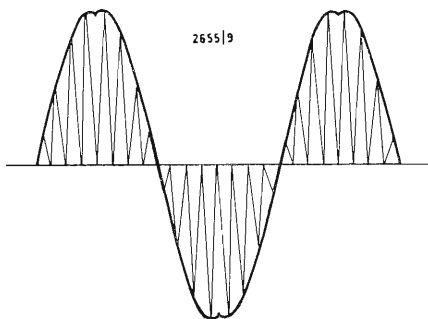



Fig. 5 - MA con solo il segnale sinistro di 1 kHz.

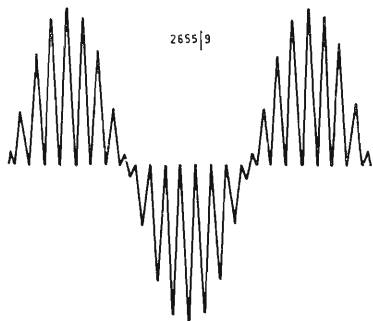



Fig. 6 - MA con solo segnale S di frequenza maggiore di 1 kHz.

modulazione di ampiezza a doppia banda laterale e a portante soppressa ».
È ben nota la forma dell'onda subportante a 38 kHz modulata in ampiezza (per es. a 1 kHz); il suo inviluppo ripete l'onda sinoidale modulante di 1 kHz; è altrettanto noto che un'onda modulata in ampiezza risulta dalla somma di tre oscillazioni: la prima a frequenza portante, la seconda a frequenza portante più la modulante, la terza a frequenza portante meno la modulante (nel nostro caso, le tre frequenze sono 38 kHz, 39 kHz e 37 kHz); le frequenze somma e differenze costituiscono le oscillazioni rispettivamente superiore e inferiore, che determinano le bande laterali superiore e inferiore. L'informazione del programma trasmesso è contenuta nelle bande laterali. Nella trasmissione in MA, l'energia totale è ripartita fra la portante e le bande laterali superiore e inferiore. Poiché solo le bande laterali contengono il segnale utile d'informazione, viene fatto di eliminare la portante e di trasmettere le sole bande laterali; questa tecnica è spesso adottata in pratica. La fig. 4 è la rappresentazione della MA con portante soppressa, vengono trasmesse le sole bande laterali. Fare qui bene attenzione: l'onda di fig. 4 è stata ottenuta modulando in ampiezza la sottoportante; ora questa stessa onda, unitamente alla nota di 1 kHz, si impiegherà per modulare in frequenza la portante principale RF; in conseguenza la trasmissione stereo utilizza tutte le modulazioni (MA e MF). Infatti, l'onda del segnale principale modulante a 1 kHz viene sommata all'onda di fig. 4 a doppia banda e a portante soppressa.
Il risultato è l'onda di fig. 5, che rappresenta il segnale occorrente per trasmettere una nota di 1 kHz con il solo canale sinistro (salvo un piccolo elemento qui mancante). Ciò si ottiene modulando la portante RF a $\pm 100\%$ di 75 kHz. Osservando all'oscillografo le figure 4 e 5, le bande laterali appaiono come una zona continua luminosa bianca limitata dall'inviluppo, quando la frequenza modulante è bassa (≤ 1 kHz) rispetto alla portante. Per meglio visualizzarle, conviene usare una nota di modulazione assai più alta; si ottiene allora un oscillogramma analogo alla figura 6. Il segnale modulante deve essere un sottomultiplo della frequenza subportante, allo scopo di poter meglio sincronizzare l'onda inviluppo e quelle delle bande laterali, rendendo più agevole la loro analisi visiva; essendo la subportante 38 kHz, si può assumere, ad esempio, la frequenza modulante di $38/10 = 3{,}8$ kHz.

La portante pilota

Abbiamo qui sopra accennato ad un elemento particolare del segnale composto da trasmettere e non spiegato finora. Si tratta della portante pilota a 19 kHz, che richiede una frazione dello spettro pari al 10% di 75 kHz; è chiaro che questi 7,5 kHz devono essere sottratti al segnale modulante la portante RF principale; è come dire che dovremo limitare la modulazione in frequenza al $\pm$ 90% anziché al 100%, e nel caso di un solo canale (*S* o *D*), tale modulazione non potrà superare $\pm$ 45% e non raggiungerà il $\pm$ 50% sopra introdotto per semplicità.
Dunque nella radiotrasmissione stereofonica bisogna trasmettere anche un segnale pilota a $38/2 = 19$ kHz, di ampiezza tale da provocare un $\Delta f = \pm$ 7,5 kHz pari al $\pm$ 10% del massimo convenzionale.
Compito del ricevitore stereo MF multiplex è di ripristinare entrambi i segnali $S+D$ e $S-D$, che si riducono al solo *S* nel caso contemplato qui di trasmissione del solo segnale *S*. Altrimenti non sarebbe possibile l'operazione di matrizzazione necessaria per riprodurre i due segnali *S* e *D* separatamente. Il segnale audio $S+D$ viene ristabilito all'uscita del discriminatore mediante un comune ricevitore o sintonizzatore MF. All'uscita del discriminatore sono pure presenti le due bande laterali costituenti l'informazione $S-D$ ($= S$ in questo caso), ma non sono udibili essendo a frequenza ultra acustica (37 e 39 kHz, se la frequenza modulante è 1 kHz). Se queste bande laterali (analoghe alla fig. 4) venissero trattate come un inviluppo di MA, non si approderebbe a niente. Infatti, supponiamo di amplificarle e passarle ad undo dio rivelatore comune di MA, come si fa per un segnale di frequenza intermedia nei ricevitori MA (diciamo circa 465 kHz); l'onda rivelata sarebbe analoga all'onda *b*) di fig. 7 [dove l'onda *a*) è il segnale tipo FI dovuto alle bande laterali]; come si vede, l'onda *b*) è costituita essenzialmente dalla 2ª armonica (più qualche componente di distorsione a frequenze armoniche superiori) della fondamentale modulante, della cui frequenza 1 kHz non c'è traccia.
Cosa si deve fare allora? Semplice: i guai sono derivati dall'aver soppresso in trasmissione la sottoportante a 38 kHz e siccome i tecnici di trasmissione sono testoni incurabili (non vogliono assolu-

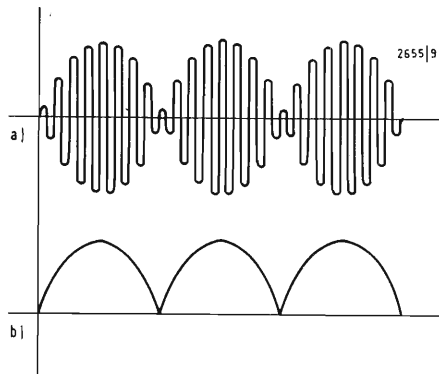



Fig. 7 - Rettificazione delle bande laterali senza la portante: *a*) segnale delle bande laterali; *b*) segnale rivelato.

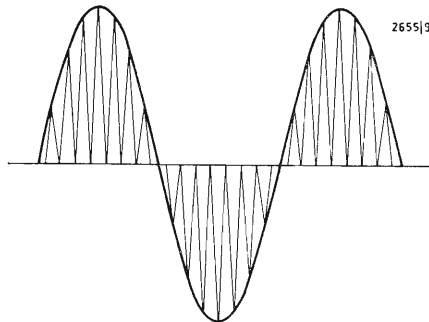



Fig. 8 - Segnale composto con una nota di 1 kHz per un solo canale (o il sinistro o il destro).

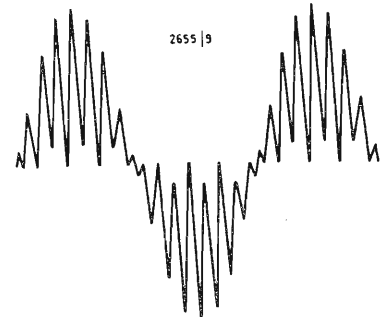



Fig. 9 - Come in fig. 8 ma con frequenza modulante maggiore di 1 kHz.

tamente trasmettere la subportante a 38 kHz), bisogna provvedere in ricezione a ripristinare la sottoportante; è questa l'operazione detta « reinserzione della sottoportante ». *

L'unico mezzo per ristabilire la modulazione *S—D* è dunque quello di generare localmente nel ricevitore un'onda sinoidale a 38 kHz di ampiezza sufficiente per creare un'onda inviluppo MA adatta ad essere rivelata convenzionalmente.

Le cose però non sono così semplici, perché l'oscillatore locale deve generare un'onda a 38 kHz, che sia esattamente in fase con le due bande laterali nell'inviluppo ricostruito della modulazione di ampiezza, come lo era la portante rispetto alle sue bande in trasmissione, prima che venisse soppressa.

Per questo motivo, bisogna sincronizzare l'oscillatore locale a 38 kHz, mediante un impulso sincronizzante, per agganciare in frequenza e fase detto oscillatore. Tale impulso è costituito dalla portante pilota a 19 kHz che è l'ultimo componente del segnale composto stereo trasmesso. L'azione della portante pilota è simile a quella degli impulsi di sincronizzazione orizzontale (15625 Hz) e verticale (50 Hz) usati in TV per mettere in passo il fascetto catodico ricompositore dell'immagine nel cinescopio, con il corrispondente fascetto catodico analizzatore del tubo da presa in trasmissione; non basta infatti che nel ricevitore i circuiti di deviazione facciano generare al pennello elettronico il reticolo luminoso sullo schermo, bisogna anche che ogni inizio di riga o di quadro in ricezione avvenga rigorosamente nello stesso istante in cui inizia una riga o un quadro in trasmissione; se questa condizione non è verificata, la ricomposizione dell'immagine è impossibile.

Il segnale stereo composto completo

Sommando questa portante a 19 kHz, pari al 10% della modulazione, al segnale già considerato, si ottiene l'onda di fig. 8, dove il segnale a 19 kHz è visibile a cavallo dei massimi. La fig. 9 è analoga alla fig. 8, ma corrisponde ad una frequenza modulante assai maggiore di 1 kHz per il canale *S*; sono visibili le frequenze delle bande laterali e la frequenza modulante stessa. Si noti che gli oscillogrammi del segnale corrispondente al solo canale destro sono esattamente uguali a quelli del solo canale sinistro (fig. 5, 6, 8 e 9), salvo che l'inviluppo è sfasato di 180° (inversione di fase); ma anche questo aspetto differente può scomparire variando la sincronizzazione dell'oscilloscopio. **

---

* Nota - Poiché i Tecnici della trasmissione ci vogliono fulminare con occhiatacce da dirottatori di aerei, pensiamo che sia opportuno ricordare che c'è una ragione valida per non trasmettere la sottoportante a 38 kHz: essa interferirebbe nelle banda di modulazione video, che estendendosi a 75 kHz la conterrebbe centralmente come una frequenza dovuta alla modulazione. Chiuso l'incidente.

** Nota - Sorge legittimo il dubbio che anche la portante pilota da 19 kHz possa interferire dannosamente, non meno della subportante a 38 kHz, essendo entrambe comprese nello spettro di modulazione: in altri termini: se non si possono trasmettere i 38 kHz, non si possono trasmettere neppure i 19 kHz! La difficoltà non esiste, perché la pilota non arriva ai canali audio, ma serve solo a sincronizzare un oscillatore, mentre la sottoportante a 38 kHz interessa la sezione audio del ricevitore.

La ITT Standard al 7° Salone dei Componenti

La ITT Standard Italiana, consociata della ITT Components Group Europe, ha presentato quest'anno al Salone dei Componenti una vasta panoramica dei prodotti più significativi del Gruppo.
– Raddrizzatori al Silicio e al Selenio – Circuiti integrati – Transistors – Diodi – Tubi e Valvole speciali – Cinescopi b/n e a colori – Numerosi tipi di condensatori – Materiali magnetici – Cristalli e Filtri a quarzo – Interruttori – Contatori – Altoparlanti – Commutatori – Componenti sottovuoto – Strumentazione di misura e controllo.
Particolare risalto viene dato ai dispositivi di recente realizzazione:

Un cinescopio a colori Permacolor 26", quadro, standard europeo A65-120 X

messo a punto con la nota tecnica SELBOND. Diagonale di schermo di 61,8 cm, lunghezza dei lati a 39 × 52 cm; rapporto dell'immagine, secondo norme europee, è di 3 : 4.
Come in tutti i cinescopi PERMACOLOR, i 4 punti di fissaggio della maschera assicurano una perfetta resa del colore a qualsiasi temperatura dello schermo. Un nuovo tipo di fosforo permette una riproduzione nitida e naturale dei colori e delle immagini in bianco e nero.

Un nuovo commutatore miniaturizzato con alto rapporto potenza-dimensione

con un diametro di soli 17 mm capace di commutare 25VA/10W con una tensione massima di 300 V c.a.
La profondità è di soli 18 mm. Si possono avere 12 contatti suddivisibili da 1 a 6 poli.

Un nuovo commutatore per circuiti stampati

ITT 1540 progettato per essere applicato direttamente sui circuiti stampati o per la connessione tramite connettori multipli.
Il commutatore è costituito da un circuito stampato e si ha la possibilità di avere scatti da 15 a 30°. Si possono avere sino ad 8 scatti.
La portata dei contatti è di 6VA/6W, tensione massima commutabile 60 V; alla massima portata la vita è di almeno 20.000 operazioni.

Un ventilatore tangenziale con motore EM27 a 4 poli

della serie QLD6.
Questo ventilatore è provvisto di una ventola da 180 mm, a un regime di 1440 g/min. e un flusso d'aria di 28 l/s.
Per le potenze superiori, la ITT dispone di una esecuzione con lunghezza di turbina di 240 mm, regime di 1240 g/min. ed uscita di 36 l/s.

Nuovi altoparlanti miniaturizzati ITT

aventi una frequenza massima di 5000 Hz, frequenza di risonanza di 350 Hz e impedenza di 8 ohm.
Il tipo LP66/63T ha un diametro di soli 66 mm ed una profondità di 21 mm. La sua potenza è di 0,3 W.
L'altoparlante ovoidale, tipo LP507/65, di uguale potenza, misura 72 × 47 mm con una profondità di 26 mm.
I campi di maggior impiego sono quelli delle radio e dei registratori portatili, dei dittafoni, dei mangiadischi etc.

Una nuova serie ITT di condensatori elettrolitici in alluminio per circuiti stampati

Questi condensatori tipo EN 12.35, che coprono gamme di tensione da 6,3 V a 50 V e di capacità da 0,47 μF a 1000 μF, presentano un alto grado di affidamento meccanico ed elettrico e sono particolarmente indicati per applicazioni « consumer » e in apparecchiature di misurazione e controllo.

Racchiusi in moderni contenitori gli EN 12,35 sono protetti con guaine isolanti che, con la soluzione a terminali per circuiti stampati, assicurano sulla piastrina un montaggio verticale.
La gamma di temperatura va da — 20° a + 85°.

Una nuova gamma di condensatori in polistirene, tipo KS 17.

Presentano i vantaggi di un coefficiente di temperatura uniforme sull'intera gamma di capacità e di un basso fattore di dissipazione anche con alte frequenze.

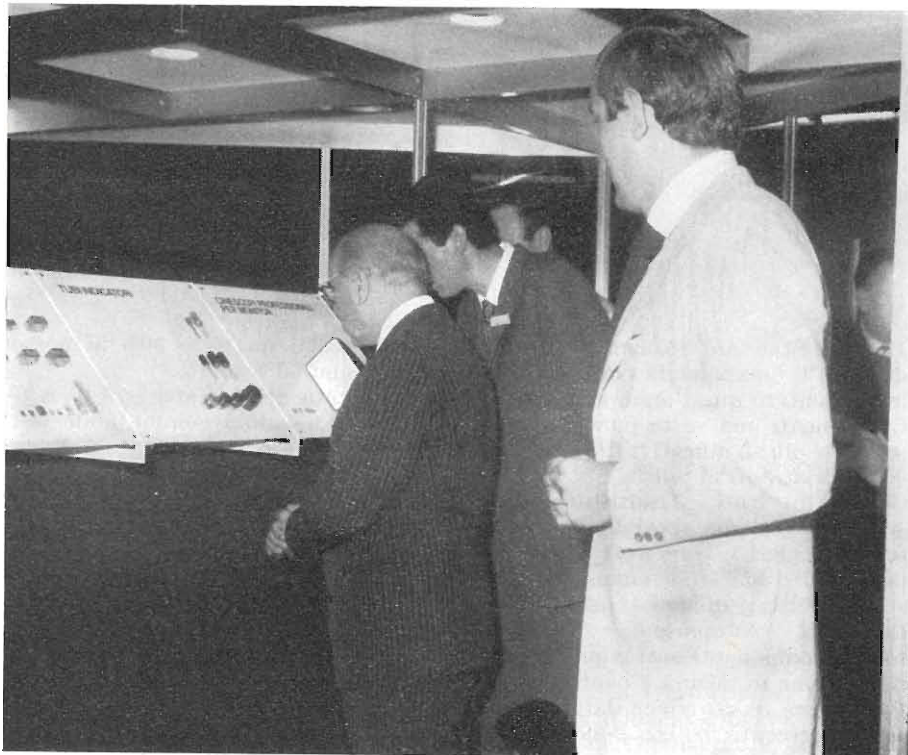
Sono particolarmente indicati per l'impiego nei circuiti generatori di frequenza e nei filtri.

Tutti i condensatori KS 17 hanno una lunghezza di 12,5 mm.
I condensatori KS 17 sono disponibili nella gamma da 350 a 24.000 pF per tensioni nominali di 63 e 160 V. I valori di capacità sono inquadrati secondo le serie E 192. A richiesta possono essere forniti con tolleranze ± 1%, ± 2,5% e ± 5%.

Una nuova gamma di resistenze miniaturizzate a carbone

I tipi messi a punto recentemente sono le RCO25 e RCO50, disponibili in 1/4 W e 1/2 W (fino a 70° di temperatura ambiente). Il tipo da 1/8 W è pure di prossima produzione.
I valori delle resistenze variano da 2,2 Ω a 1,0 MΩ per le serie da 1/4 W e da 2,2 Ω a 4,7 MΩ per quella da 1/2 W.
Caratteristiche particolarmente interessanti di queste nuove resistenze, sono:
l'alta capacità di sopraccarico,
le eccellenti caratteristiche in alta frequenza,
un basso coefficiente in temperatura,
un completo isolamento.

Un nuovo relè a due scambi per circuiti stampati tipo PZ2

della famiglia di relé PZ.
Le dimensioni di questo relé miniaturizzato sono 29 × 16 × 14 mm. Le connessioni vengono eseguite direttamente con la saldatura sul circuito stampato.
I contatti dei due deviatori sono del tipo biforcuto in lega di argento-palladium o argento-oro, a scelta. La massima potenza per contatto è di 30 VA (1 A max e 100 V in cc. oppure c.a.).

Il ministro delle Telecomunicazioni G. Bosco visita con vivo interesse la produzione ITT Standard S.p.A. - esposta nel VII Salone dei Componenti - Milano.

L'alimentazione del relé è solo per corrente continua.

Nuovi circuiti integrati TTL

Essi sono disponibili in due serie complete, MIC9000/MIC9300 e MIC5400/MIC7400, inclusi 50 gates, 20 flip-flop e diversi dispositivi MSI.
I dispositivi MSI, MIC9300, che sono complementari delle funzioni del tipo MIC9000 sono disponibili in contenitori ceramici dual in-line. Essi possono essere forniti per due gamme di temperatura. I loro ingressi sono protetti con diodi clamping.
A qualsiasi ingresso i diodi clamping faranno da protezione contro gli effetti delle riflessioni sulle linee. Tutti i circuiti sono stati progettati per risultare compatibili con le serie logiche saturate. Nelle nuove serie sono inclusi diversi shift registers, contatori binari, decodificatori, multiplexers, addizionatori e memorie.
I nuovi TTL MIC54 (da —55 a +125°) e MIC 74 (da 0 a +70°) vengono forniti in contenitori in ceramica e in futuro anche in plastica. Anche questi circuiti sono compatibili con tutte le altre famiglie di circuiti digitali, sia DTL che TTL.
Per quanto riguarda i circuiti integrati lineari si ricordano tre nuovi tipi:
— MIC 723 - regolatore di tensione ad alta precisione
— MIC 726 - coppia di transistori differenziali controllati in temperatura
— MIC 741 - amplificatore operazionale ad alto guadagno con compensazione di frequenza.
Un nuovo dispositivo del gruppo dei circuiti integrati lineari per impieghi speciali è l'oscillatore integrato di potenza TAA725. Il nuovo contenitore in plastica dual in-line serve quale generatore elettronico di impulsi per le luci di direzione e il blinker nelle automobili.
— Il nuovo transistore BF120 (V_{ceo} > 220 V) nel contenitore TO-18 è impiegato principalmente nei televisori per amplificare il segnale di uscita del circuito integrato TAA790.
La gamma dei dispositivi NPN (Ic = 100 mA) nel contenitore TO-18 è stata ampliata con l'aggiunta dei tipi BC 190A e BC190B che sono complementari ai dispositivi PNP del tipo BC266A e BC266B.
Alla gamma PNP sono stati aggiunti i transistor BCY78A fino a D (4 tipi) e BCY79A fino a C (3 tipi). Tipi complementari sono il BCY198A fino a D e il BCY99 fino a C.
— Due nuovi diodi al Silicio per rettificazione ad alta velocità BA158 e BA 159. La tensione inversa di picco è di 600 V e 1000 V rispettivamente.
I diodi al Silicio della nuova famiglia BAV (da 17 a 21) sono forniti in contenitore miniaturizzato in vetro. Questi 5 diodi, con un tempo di recupero inferiore ai 50 ns sono indicati per applicazioni universali a V_R = 25 sino a 250 V.
I nuovi diodi tuner BB121 e 122 costruiti nella tecnologia planare epitassiale sono pure disponibili in contenitore di vetro double plug D0-35.
Infine sono stati messi a punto due ponti rettificatori a 600 mA in contenitore plastico ridotto, tipi B4OC600 e B8OC600.
La nuova strumentazione della ITT Metrix, dei cui prodotti è responsabile per la distribuzione in Italia la ITT Standard.
Tra le novità più interessanti viene presentata una nuova gamma di galvanometri di cui si citano le caratteristiche fondamentali:
2000 punti di misura - precisione 0,1% - lettura diretta di tensioni e c.c. e c.a. - resistenze - frequenze - etc.
— Una serie completa di contatori.
— Filtri a cristallo monolitico.
— Un magnetron di 3 kW per riscaldamento a microonde.

Nuovo accessorio per diffrattometri a razzi X per l'utilizzazione in lavori di ricerca con temperature fino a 2500°.

È stato introdotto sul mercato della Philips un accessorio da applicarsi sul goniometro verticale per diffrazione tipo PW 1050, in modo da permetterne l'utilizzazione anche ad elevate temperature.

Il nuovo accessorio, PW 1158, permette l'impiego della tecnica di diffrazione a raggi X ad alte temperature nell'intervallo compreso fra le temperature ambiente e 2500°C. L'applicazone principale è nel settore della chimica dello stato solido, dove si desidera studiare, per esempio, agglomerati sinterizzati o in polvere sotto condizioni di temperatura variabili. L'accessorio in questione consiste in un forno progettato per permettere l'espansione termica, mantenendo una stabilità meccanica ed elettrica a tutte le temperature di lavoro. Una misura accurata della temperatura è possibile grazie alla notevole dimensione e al solido sostegno del campione in esame.

Il forno è costruito su un piano di supporto aperto, tale da permetterne l'accesso senza limitazioni ogni qualvolta si rimuove il coperchio. Sia il piano di supporto che il coperchio sono in acciaio inossidabile e sono raffreddati ad acqua. È inclusa una valvola di sicurezza per il flusso dell'acqua. Elettrodi raffreddati ad acqua sono isolati dal piano di sostegno.

Lame a coltello per posizionare il sostegno del campione sono sistemate in loco in modo che la linea delle lame passi precisamente attraverso l'asse del goniometro.

Il fascio di raggi X d'incidenza e di diffrazione passano sulla superficie del campione e da questa attraverso una fessura di 15 mm di ampiezza coperta da due finestre di berillio curvate per formare un arco di 80°. Fra queste due finestre di berillio ve n'è una di vetro piombato per permettere l'esame visuale del campione e del forno ad alte temperature. Il forno è circondato da uno scudo contro le radiazioni tenuto in posizione da anelli ed isolato dai sostegni del forno. Il « range » angolare va da 20° a 145° « due-theta », con il limite più basso determinato dalla geometria del complesso del forno ed il limite più alto dal disegno dell'accessorio.

Il campione è tenuto in un contenitore di tantalio posto in una fessura sul sostegno del portacampione in tungsteno. Il portacampione è tenuto strettamente da un filo di tungsteno per evitare movimenti durante la rotazione del goniometro. Sono incorporati dispositivi per ottenere un vuoto di 5×10^{-6} mm di Hg o per una atmosfera inerte sopra il campione. L'involucro esterno è evacuato per mezzo di un foro a grande diametro, nel coperchio, che permette un rapido pompaggio.

Nel supporto del portacampione è inserito una termocoppia attraverso un foro di 3,5 mm nel fianco del forno. I fili della termocoppia hanno un diametro di mm 0,2; il diametro ridotto è necessario per evitare errori dovuti alla conduzione del calore lungo i fili. Per temperature fino a 2500°C sono usati per la termocoppia principale fili W/5%Re-W/26%Re. Per livelli di temperature più bassi fino a 1500°C possono essere usati fili di Pt-Pt/13%Rh.

La precisione della misurazione della temperatura è ± 10 °C a 500 °C, ± 20 °C a 1000 °C e ± 30 °C a 2000 °C. È previsto un generatore di potenza per il controllo della temperatura.

200 sistemi elettronici a bordo dei nuovi caccia svedesi

Stoccolma. - L'elettronica assume un ruolo sempre più determinante nei sistemi difensivi. Un esempio lampante sono i caccia della Sweden's Air Force: il Fighter 29, prodotto verso la metà degli anni cinquanta, portava a bordo cinque sistemi elettronici; il Fighter 35, attualmente in esercizio, ne ha 35 ed il Fighter 37, di prossimo impiego, non avrà meno di duecento sistemi elettronici a bordo.

È questo un dato tratto dal discorso che F. J. Philips, presidente dell'omonima Società, ha pronunziato in occasione dell'inaugurazione di una nuova fabbrica di materiali per la Difesa e le Telecomunicazioni costruita a Jakosberg, a nord di Stoccolma e che ha stimolato l'interesse dei numerosi ospiti presenti alla cerimonia, primo fra tutti il re Gustavo Adolfo.

La cerimonia è stata aperta dal Direttore generale della Philips svedese che ha affrontato il tema « L'Industria oggi: responsabilità e rapporti verso la società ».

Il più piccolo sintonizzatore a pulsante del mondo per autoradio

Quello che è forse il più piccolo sintonizzatore magnetico a pulsante del mondo per autoradio, con chiusura a pressione è stato perfezionato dalla Ditta Sydney Bird & Sons Ltd., soci del Gruppo Astaron-Bird di Poole, Dorset, Inghilterra, e si trova attualmente sulla linea di montaggio. Il suo formato e la sua grandissima precisione rispondono esattamente alle esigenze future dell'industria dell'automobile, rivelate in una indagine internazionale recente.

Una ricezione più fedele delle onde di trasmissione bloccate e un margine di « sicurezza ».

Già da molti anni, i disegnatori di automobili sono avarissimi con lo spazio che assegnano all'autoradio, e, in particolare, per quanto riguarda la profondità della rientranza in cui viene messa. La profondità di questa rientranza dipende sempre dalla lunghezza dei sintonizzatori. Nel Regno Unito la profondità attuale è di 12,7 cm, e negli altri paesi è raramente di meno. Prima, il fattore limite è stato quello meccanico di dover provvedere a un sintonizzatore magnetico a pulsante, fedele, con chiusura a pressione. Il circuito non presenta più problemi da molto tempo.

Lo studio internazionale condotto dal Gruppo Astaron-Bird ha indicato infatti tre cose importanti nella fabbricazione dell'autoradio dell'avvenire: il formato, la sicurezza (come strumento del cruscotto) e la fedeltà della ricezione.

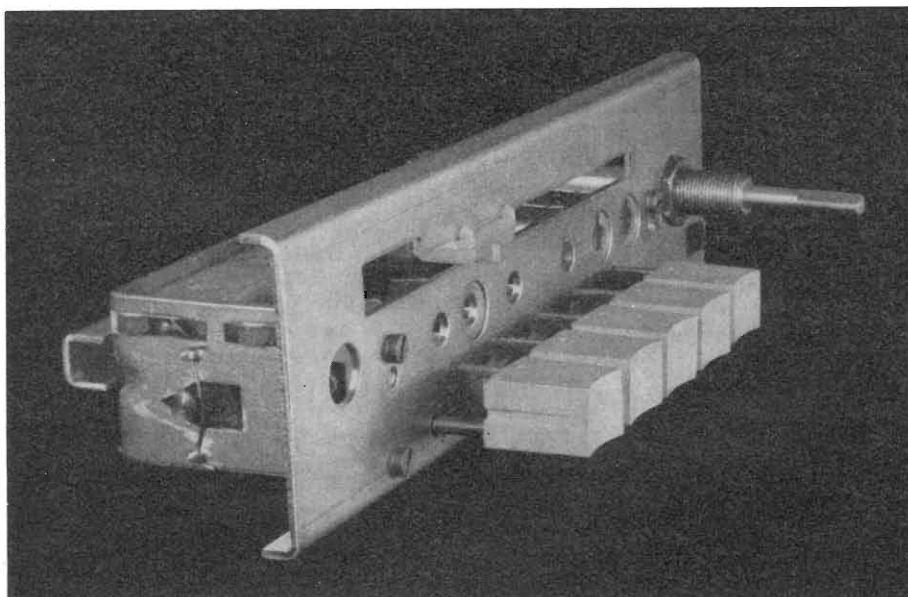
Le esigenze furono analizzate dettagliatamente come segue.

1. Il sintonizzatore deve essere abbastanza piccolo per andare nella rientranza normale esistente (17,78 cm. x 5,08 cm) o in una ancora più piccola, e, nello stesso tempo, poter contenere centri di fuso inglesi o europei.
2. Il sintonizzatore viene fornito con 5 bottoni e 6 bobine per trasmissione MA/MF, se necessario.
3. L'altezza del sintonizzatore non deve eccedere 2,9 cm.
4. La lunghezza del sintonizzatore non deve eccedere 5,08 cm.
5. La profondità dello spostamento in giù non deve eccedere 96 mm.
6. Deve essere possibile aggiungere bottoni che non sporgano di più di 2,5 cm dalla faccia dell'apparecchiatura.
7. L'accuratezza del riarmo deve essere di 2 KHz in tutto.
8. Il sintonizzatore deve essere capace di funzionare in qualunque piano senza vibrare.
9. Il prodotto deve essere di prezzo ragionevole e deve poter essere fabbricato in serie.

Il sintonizzatore « Cyldon » modello AS 50, fu perfezionato dalla Ditta Sydney Bird per soddisfare tutte queste esigenze, ma a un prezzo che fa concorrenza agli altri modelli convenzionali.

Il sintonizzatore può venire fornito di bottoni plastici (disegno e colori secondo i desideri del cliente), di bobine (2, 3, 4, 5 o 6 per operazione FM o FM/AM), commutatori di frequenza a pulsante e antenna regolabile. Un commutatore di frequenza a pulsante alternativo può essere aggiunto al fuso di sintonia se necessario, La accuratezza del riarmo è meglio di 2 KHz.

I fabbricanti tengono campioni a disposizione dei clienti e forniscono con piacere descrizioni dettagliate su richiesta.

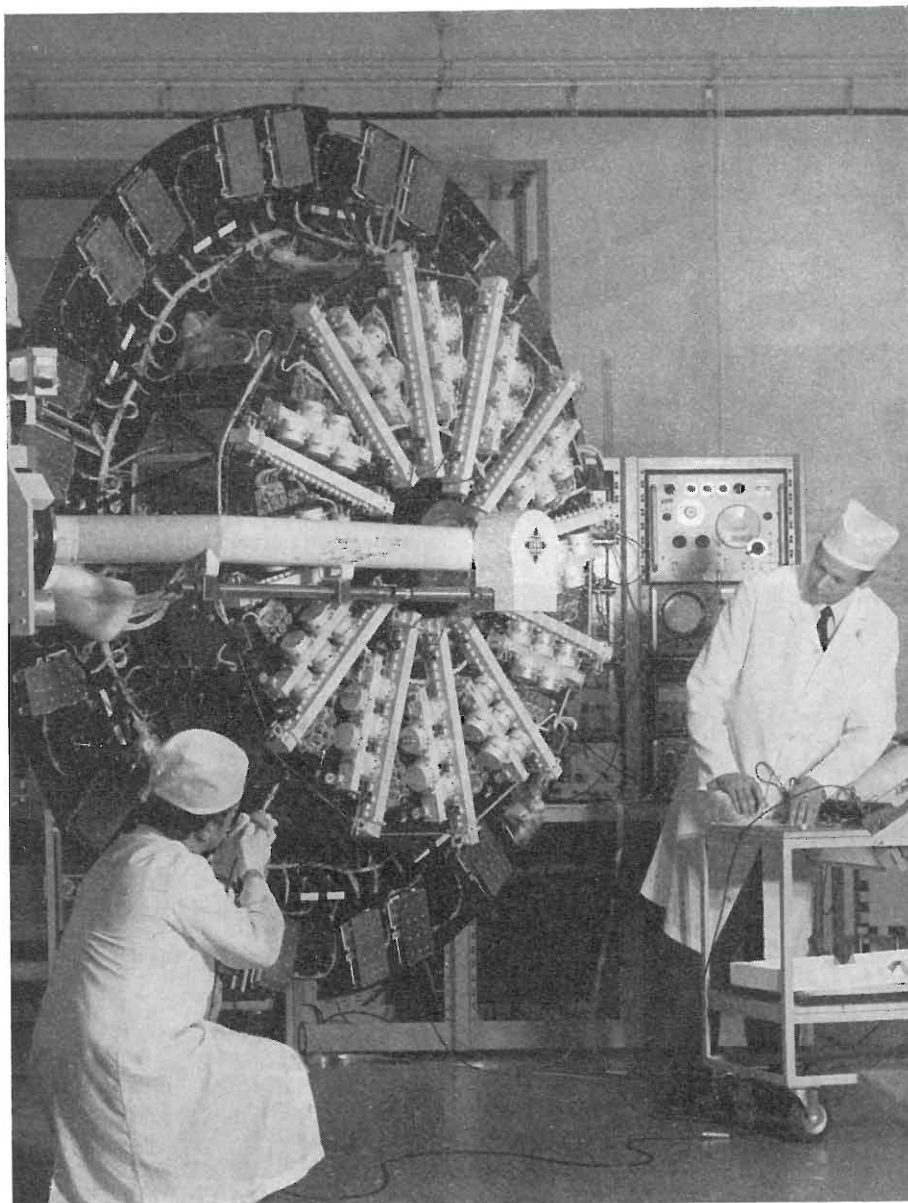
Sydney Bird & Sons Ltd., è la più grande casa fabbricante di sintonizzatori megnatici del Regno Unito. Il loro indirizzo: Cyldon Works, Fleets Lane, Poole, Dorset, England.

UN SISTEMA DI CONTROLLO TELEVISIVO NEL MUSEO VIENNESE DI STORIA DELL'ARTE

Vienna. Notissimo agli studiosi di ogni parte del mondo, il Kunsthistorische Museum (Museo di storia dell'Arte) viennese sarà presto dotato di un sistema di controllo TV a circuito chiuso. L'ordinativo per l'impianto, che comprende 75 telecamere ed è in grado di controllare 15 sale e 54 cabine, è stato passato dal Ministero per l'Istruzione austriaca alla Philips che curerà pure l'installazione di quello che viene considerato uno dei più moderni e completi sistemi di controllo TV per musei esistenti, non solo in Austria ma anche nell'Europa Occidentale.
Tutti i cavi confluiscono in una sala di controllo centrale che comprende tre banchi di comando, ognuno collegato a 8 monitor televisivi.

MATERIALE MAGNETICO ULTRA FORTE

Eindhoven. Con l'applicazione di una nuova tecnica di trattamento ad una lega di samario e cobalto, i Laboratori di Ricerca della Philips di Eindhoven, in collaborazione con il Laboratorio Metallurgico Philips, sono riusciti a preparare un materiale magnetico permanente che ha una densità di energia magnetica sinora sconosciuta. In questo modo è stato ottenuto un valore massimo del prodotto BH — misura della densità di questa energia — di almeno 20 milioni di gauss oersted.
L'utilizzabilità di un materiale per magneti permanenti è determinata in primo luogo dalla curva di demagnetizzazione. Questa curva indica in che misura decresce l'induzione magnetica risultante B al crescere della forza del campo demagnetizzante H. In particolare assume qui maggiore importanza il valore massimo raggiunto dal prodotto BH lungo il diagramma di questa curva.
Il controllo di materiali migliorati ha permesso ai Laboratori di Ricerca della Philips di accrescere sempre più il valore di BH; pochi anni fa era stato raggiunto un valore di 13,4 milioni di gauss oersted con il materiale « Ticonal » XX.
Il gruppo di ricerca del dott. C. W. Berghout, in collaborazione con il gruppo del dr. K. J. de Vos del Laboratorio Metallurgico Philips, ha adesso particolari attenzioni per materiali di tipo differente e cioè certi composti intermetallici di cobalto con metalli terrestri rari (come il samario), elementi i cui atomi posseggono, di per sè, proprietà magnetiche favorevolissime. Composti come lo $SmCo_5$ posseggono una struttura cristallina con una accentuata preferenza di orientamento dei magneti atomici elementari.
Nel caso dell'$SmCo_5$ il valore massimo del prodotto BH teoricamente ottenibile è quindi un vero picco: più di 23 milioni di gauss oersted. In pratica per raggiungere questo valore altissimo, è necessario introdurre un certo grado di deformazione nella trama cristallina e produrre questo materiale con una struttura appropriata ed in forma non porosa.
Le tecniche consuete di compressione e sinterizzazione di questo nuovo materiale hanno portato soltanto ad una densità del 70 per cento (rispetto al materiale completamente massiccio), e quindi il valore BH rimaneva notevolmente al disotto del valore teoretico suddetto. Si è anche visto che una sinterizzazione a temperature maggiori provocava l'aggravarsi del deterioramento delle proprietà magnetiche.
Il valore sinora sconosciuto di più di 20 milioni di gauss oersted è stato raggiunto nel seguente modo: il materiale in partenza viene completamente triturato, risultando così un altissimo valore della forza coercitiva. Successivamente, in presenza di un campo magnetico, i grani vengono pressati grado a grado in un piccolo blocco che abbia una densità dell'80%. Poiché un ulteriore aumento della pressione (applicata idrostaticamente) oltre il valore di 20 kilobar, usato nell'ultimo stadio del procedimento non porta all'accrescimento della densità, il blocco dentro il contenitore a pressione è stato sottoposto ad una piccola deformazione plastica uniassiale. Questa ha sorprendentemente provocato l'aumento della densità fino al 95%, mentre l'orientamento delle particelle granulari magnetizzate, sistemate parallelamente l'una rispetto all'altra, non è stato influenzato.

Dalla Svezia nello spazio

Nero, bianco e oro sono i colori del transponditore di Intelsat IV, il più grande satellite del mondo per comunicazioni commerciali attualmente. E' stato ultimato nella fabbrica AEG-Telefunken di Backnang.
A metà ottobre, questo apparato di comunicazioni, comprendente l'alimentatore, il trasmettitore ed il ricevitore è partito per l'America per essere integrato nel corpo del satellite. Il fotografo ha colto sulla foto qui riportata i tecnici, che davano gli ultimi tocchi a questa complessa struttura. Solo la società tedesca AEG-Telefunken è affiancata alle dodici società esistenti in dieci paesi diversi, le quali, sotto l'egida della Hughes Aircraft Company (S.U.A.) studiano e fabbricano questo nuovo sistema di comunicazioni mondiali. I satelliti sono alti 5,33 m ed hanno il diametro di 2,5 m. Essi possono effettuare contemporaneamente fino a 6.000 conversazioni telefoniche o 12 trasmissioni di TV a colori o qualsiasi altra combinazione desiderata di generi di comunicazioni. Il primo Intelsat IV sarà lanciato entro quest'anno.

Ufficio Internazionale del Lavoro
Programma di Cooperazione Tecnica

AVVISO DI POSTO VACANTE

Paese: INDIA - Programma UNDP/SF IND-87/P.12
Codice di progetto K.0730-325-019

— Campo generale di attività: Formazione per l'industria
— Titolo del posto: 365 - Esperto in tecniche TV (Posto n. 12) - Grado P.4
— Luogo di destinazione: Nuova Delhi
— Durata del contratto: 12 mesi con possibilità di estensione
— Data di inizio: al più presto

L'esperto farà parte di un gruppo internazionale addetto alla Direzione Generale dell'impiego e della formazione del Ministero del Lavoro e dell'Occupazione.
Per le mansioni da svolgere, rivolgersi a:

UFFICIO INTERNAZIONALE DEL LAVORO
Ufficio di corrispondenza in Italia
Via Panisperna, 28

00184 - ROMA (tel. 684.334/672.197)

A questo indirizzo devono essere inviate le candidature.

Si richiede buona formazione generale e tecnica almeno a livello di perito industriale, buona pratica della tecnica TV acquisita presso un'industria in posizione di responsabilità, capacità organizzativa e di programmazione di insegnamento, ottima conoscenza della lingua inglese.

Trattamento economico:

tra 11.682 e 15.119 $ U.S.A. - Adeguamento di posto - Indennità di destinazione - Assegni familiari - 30 giorni lavorativi di congedo annuale - Prestazioni di sicurezza sociale.

Per ulteriori informazioni rivolgersi all'indirizzo sopra riportato.

Visita alla ELPRO

Chi si trovasse a transitare per caso in via Varese a Milano, una viuzza che ricorda i tram a cavalli e i personaggi di Carlo Porta, non sospetterebbe neppure che al numero 16, oltre il cortile, sorga una fiorente e attivissima Società di progettazione e costruzioni elettroniche professionali; la ragione sociale è formata dalle prime lettere delle due ultime parole: ELPRO.
Noi abbiamo sollecitato e ottenuto il consenso a visitare questa fabbrica, che si dedica sostanzialmente alla realizzazione di impianti centralizzati di antenne collettive (fino a 18.000 utenti, con una sola antenna!).
L'ing. V. Parenti (il padrone di casa) ci guidò fra i laboratori e reparti di produzione installati nei nuovissimi locali, alcuni dei quali ancora in via di sistemazione, mostrandoci con tutta cordialità i prodotti più salienti, i mezzi di lavorazione, le attrezzature e le dotazioni strumentali di laboratorio, di controllo e collaudo. Abbiamo potuto così constatare de visu come nascono i centralini di amplificazione, gli amplificatori d'antenna, i convertitori di canali, i miscelatori VHF-UHF, i divisori dei segnali miscelati, gli equalizzatori di segnali alle prese degli impianti collettivi, le scatole di derivazione, le spine coassiali, le minuterie metalliche e gli accessori, che tanta parte hanno sul buon esito di un impianto centralizzato.
Dalla visita alla ELPRO abbiamo riportato un'ottima impressione e ci viene fatto di concludere che per imporsi sui mercati internazionali non occorre essere ciclopi, ma basta lavorare bene e sodo.

Definizione dei termini di TVC usati nella letteratura tecnica tedesca*

F

Farbbalken-Generator (= Generatori di prova per ricevitori di TVC). Questo generatore fornisce una serie di segnali, che generano sullo schermo del cinescopio a colori larghe barre colorate.

Farbbalken-Muster (= Immagine a colori campione sullo schermo del cinescopio tricromico, la quale consiste per lo più in strisce colorate verticali). Una sequenza spesso usata, che si basa sulla luminosità decrescente e si origina dalle irradiazioni luminose cromatiche dei tre colori fondamentali e delle loro combinazioni, è la seguente: bianco, giallo, ciano, verde, magenta, rosso, blu, nero.

Farb-Bildröhre (= Tubo d'immagine a colori, cinescopio tricromico) - Breve denominazione del tubo di riproduzione di immagini colorate, cioè del cinescopio di TVC riproduttore nel ricevitore.

Farbbild-Signal (= Segnale di TVC) - Somma del segnale di crominanza, del segnale di luminanza, del segnale di cancellazione e del segnale di sincronismo del colore (burst), indicato brevemente con la sigla «FBA-Signal».

Farbbild-Signal-Gemisch (= Miscela dei segnali di TVC) - Segnale di TVC completo risultante dal segnale di TVC con l'aggiunta del segnale di sincronismo, indicato brevemente con la sigla «FBAS-Signal».

Farbcoder (= Codificatore del colore) - Dispositivo dal quale si ricava il segnale di TVC (FBA) o la miscela dei segnali di TVC mediante la inserzione del segnale di sincronizzazione (FBAS), dai segnali primari di colori generati dalla telecamera a colori o dall'analizzatore di immagini colorate. Denominazione abbreviata: Codificatore (Coder o Encoder).

Farbbild - Wiedergaberöhre (= Cinescopio) - Tubo tricromico, che serve per la riproduzione di immagini a colori.

Farb-Deckung (= Convergenza) - Ricoprimento dei colori.

Farb - Deckungsfehler (= Errore di convergenza) - Mancata coincidenza dei tre proiettori elettronici predisposti ai tre colori fondamentali di un cinescopio.

Farb - Decoder (= Decodificatore del colore) - Dispositivo dal quale si ricavano i segnali primari di colore o il segnale di luminanza e i segnali differenze di colori, dalla miscela dei segnali di TVC. Denominazione abbreviata: Decodificatore (Decoder).

Farb-Differenzsignale (= Segnali differenze di colori) - Segnali (tensioni) formati dalla differenza dei segnali primari di colore e del segnale di luminanza. Ecco i tre segnali differenze di colori: $V_R—V_Y$, $V_V—V_Y$, $V_B—V_Y$.
Le loro composizioni sono:
Segnale di luminanza

$$V_Y = 0,30\ V_R + 0,59\ V_V + 0,11\ V_B$$
$$V_R—V_Y = 0,70\ V_R — 0,59\ V_V — 0,11\ V_B$$
$$V_V—V_Y = —0,30\ V_R + 0,41\ V_V — 0,11\ V_B$$
$$V_B—V_Y = 0,30\ V_R — 0,59\ V_V + 0,89\ V_B$$

I segnali differenze di colore $V_R — V_Y$ e $V_B — V_Y$ servono, nel sistema PAL e nel sistema SECAM, per la trasmissione dell'informazione del colore. Essi sono componenti del segnale primario di crominanza, cioè il segnale primario di crominanza è la somma geometrica dei segnali differenze di colori $V_R — V_Y$ e $V_B — V_Y$. Con i tre segnali differenze di colori, dopo conveniente amplificazione, si possono pilotare, alle corrispondenti griglie di comando, i tre pennelli elettronici del cinescopio di TVC a maschera forata, quando venga applicato ai catodi collegati insieme il segnale di luminanza amplificato.
Esempio: per la riproduzione di un punto d'immagine blu, si ha:
$V_B = V_Y \qquad V_R = V_V = 0$
e successivamente
$V_B — V_Y + V_Y = V_B$ (segnale pilota del pennello elettronico blu)
$V_R — V_Y + V_Y = 0$ (segnale pilota del pennello elettronico rosso)
$V_V — V_Y + V_Y = 0$ (segnale pilota del pennello elettronico verde)
I segnali differenze di colori vengono normalizzati, cioè riferiti ad un determinato valore di tensione V_N. Ne conseguono le seguenti relazioni di uso comune:

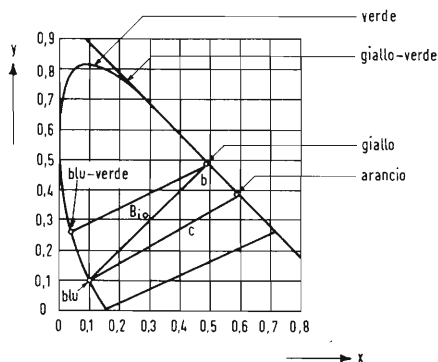
$$R — Y = \frac{V_R — V_Y}{V_N};$$

$$B — Y = \frac{V_B — V_Y}{V_N};$$

$$V — Y = \frac{V_V — V_Y}{V_N}.$$

Farb-Demodulator (= Demodulatore del segnale di crominanza) - Dispositivo dal quale si ricavano dal se-

(continuazione dal N. 9 - 1970)

	x	y
R	0.64	0,34
V	0.27	0.59
B	0.15	0.07
B_i	0.281	0.311

gnale di crominanza, cioè dal contenuto della modulazione della portante di colore con le componenti del segnale primario di crominanza, queste stesse componenti.

Farbdreieck (= Triangolo dei colori) Triangolo in una tavola di cromaticità, i cui punti vertici sono individuati dalle coordinate appartenenti alle tre tinte. La superficie del triangolo comprende le zone di uguali tinte, che sono mescolabili alle radiazioni luminose dei tre colori corrispondenti ai tre vertici.

In TVC si scelgono per i vertici del triangolo dei colori le coordinate dei tre colori fondamentali: rosso, verde e blu. Nel triangolo è contenuto il punto senza colore generalmente chiamato Punto bianco Bi.

Designazione precisa: Triangolo di cromaticità.

Farbe (= Colore) - *a*) Colore di un oggetto - *b*) Mezzo per colorare un oggetto, ossia mezzo per ottenere la tinteggiatura di una superficie e con ciò una determinata dipendenza del grado di riflessione dalla lunghezza d'onda della radiazione luminosa incidente, o mezzo di decomposizione in un liquido o in materiale trasparente allo scopo di dedurre una determinata dipendenza del grado di trasparenza alla luce dalla lunghezza d'onda *c*) Carattere più percepibile di una radiazione luminosa, per il quale, oltre la lunghezza d'onda e le combinazioni delle lunghezze d'onda della radiazione luminosa, sono importanti anche la luminosità e l'illuminazione dell'intero campo di visione. Ciò è in relazione con la TVC nel senso che i colori riprodotti dipendono anche dall'ambiente. La percezione dei colori dipendente dalla luminosità e dalla combinazione delle lunghezze d'onda viene caratterizzata con i dati della tinta e della saturazione (o con il dato della componente cromatica normale della crominanza, che comprende la tinta e la saturazione), nonché con il dato di luminanza. Bisogna perciò fare una netta distinzione fra colore e crominanza (o cromaticità).

Farbenpaar (= Coppia di colori) - Due radiazioni luminose con lo stesso grado di saturazione e con la stessa energia e con tinte tali che la miscelazione delle due radiazioni venga percepita come radiazione luminosa bianca. Altra denominazione: colori complementari.

Farbfläche (= Superficie colorata) - La superficie, nella tavola di cromaticità (tavola dei colori), limitata dalla curva dei colori spettrali e dalla linea delle tinte porpora. Questa superficie contiene i punti di tutti i colori reali, cioè delle tinte che si possono realizzare con le radiazioni luminose.

Designazione precisa: superficie di cromaticità.

Farbgitter (= Griglia di colore) - Dispositivo a griglia per il cinescopio Chromatron a proiettore elettronico unico con fili di griglia alternativamente connessi per la deviazione del pennello elettronico sulle strisce di fosforo parallele ai fili verticali della griglia.

Farb-Hilfsträger (= Portante ausiliaria di colore) - Subportante di colore.

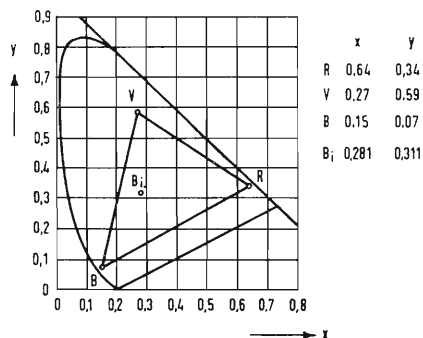
Farb - Information (= Informazione cromatica) - *a*) Altra designazione del segnale di crominanza - *b*) Segnale che riguarda solo la tinta o solo la saturazione dei colori.

Farbkörper (= Corpo dei colori) Corpo ipotetico cui sono riferite le coordinate di colore ai punti di superfici piane tra loro parallele, e i valori di luminanza alle distanze delle superfici da una superficie fondamentale.

Farb-Koordinaten (= Coordinate di cromaticità) - Coordinate di crominanza.

Farbleuchtstoff (= Fosforo a colori) - *a*) Generalmente: fosforo, che con appropriata eccitazione, si illumina a colori - *b*) In TVC: fosforo, che all'incidenza di un pennello elettronico si illumina in uno dei colori fondamentali (rosso, verde, blu) utilizzati per i cinescopi a colori.

Farblichtstrahlung (= Emissione di luce colorata) - Irradiazione di luce con una determinata lunghezza d'onda dominante. Casi particolari sono l'emissione di luce bianca e le emissioni luminose con ciascuna un'unica lunghezza d'onda, diciamo radiazioni luminose monocromatiche.

Farbmatrix (*-Schaltung*) (= Schema di matrice di cromaticità) - Schema nel quale si ricavano dai segnali che elaborano la riproduzione a colori, altri segnali per l'ulteriore elaborazione.

Farbmischung, additiv (= Sintesi additiva dei colori) - Composizione di radiazioni luminose a colori, cioè generica radiazione da diversi fasci luminosi colorati su di un punto di una stessa superficie, o anche su punti molto vicini della retina dell'occhio.
Farbmischung, subtraktiv (= Sintesi sottrattiva dei colori) - *a*) Miscela di vernici o colori per pittura (tinte oltremare), sinonimo di legame reciproco di filtri di vari colori sul percorso di un raggio luminoso - *b*) Miscela di qualsiasi vernice o pittura colorata (anche ricoprenti) di qualunque colore e quindi anche di colori ricoprenti.
Farbmodulator (= Modulatore di cromaticità) - Modulatore dal quale si ricava, da una componente del segnale di colore primario (per es. da un segnale differenza di colore) e dalla sottoportante di colore, una componente del segnale di crominanza.
Farbort (= Punto di colore) - Punto che, in una tavola di cromaticità, o in un triangolo di colore corrisponde ad una determinata colorazione e che viene definito mediante i valori delle coordinate di cromaticità.
Farbphosphor (= Fosforo a colori) - Denominazione di una sostanza luminescente, che con opportuna eccitazione si illumina con un dato colore.
Farbpolarkoordinaten (= Coordinate polari di cromaticità) - Coordinate polari per la definizione di un segnale primario di crominanza.
Farb-Primärsignal (= Segnale primario di colore).
Farbrauschen (= Disturbo di colorazione) - Stracciatura colorata dei contorni sullo schermo di un cinescopio tricromico di TVC, specialmente lungo le righe, quando la cromaticità aumenta rapidamente.
Farbreinheit (= Purità dei colori) - *a*) In TVC, l'illuminazione unica dei punti di colore, che sono corrispondenti al proprio proiettore elettronico del cinescopio tricromico - *b*) Nei colori degli oggetti, la mancanza di una componente di nero.
Farbreinheits-Magnet (= Magnete di purità dei colori) - Coppia di magneti permanenti anulari simile al magnete di centraggio dei cinescopi di TV bianco-nero. La coppia di magneti circonda il collo del cinescopio di TVC a maschera forata. La purità dei colori si regola girando in sensi opposti e contemporaneamente i due anelli.
Farbreiz (= Stimolo di colore) - Ogni radiazione, che eccitando la retina dell'occhio desta una sensazione di colore.
Farbreizfunktion (= Funzione di eccitazione cromatica) - Spettro della energia della radiazione riferita all'unità di superficie, e che rappresenta l'eccitazione cromatica.
Farbsättigungs (*grad*) (= Grado di saturazione dei colori) - Componente di cromaticità, che caratterizza numericamente la mancanza di bianco di una radiazione luminosa a colori.
a) In generale: la saturazione di colore significa completa assenza di componente bianca. Vale per tutte le radiazioni luminose colorate aventi coordinate giacenti sul contorno del diagramma piano di cromaticità. Queste sono rappresentate da tutti i colori spettrali (radiazioni luminose colorate con una sola lunghezza d'onda), da tutte le radiazioni colorate comprendenti varie lunghezze d'onda giacenti fra 550 nm e 700 nm, o fra 380 nm e 420 nm, o fra 700 nm e 780 nm, dalle radiazioni colorate con lunghezze d'onda fuori dai due campi d'onda nominati per ultimi, in genere. Il grado di saturazione dei colori è uguale a zero per le radiazioni luminose non colorate.
Il grado di saturazione dei colori diminuisce allontanandosi dal contorno del diagramma di cromaticità, e portandosi verso il punto bianco. Un esempio di saturazione decrescente è dato dalla transizione dal rosso saturato al rosa sempre più pallido, che infine si risolve in bianco.
b) In TVC: poiché i gradi di saturazione delle radiazioni luminose generate dai fosfori eccitati all'illuminazione dei cinescopi sono minori di 1, il grado 1 di saturazione non può essere raggiunto in TVC. Si parla perciò di saturazione massima possibile in TVC, o (sempre in TVC) di crominanza totalmente saturata, quando viene eccitato alla luminosità soltanto uno dei tre fosfori, o quando vengono eccitati solo due dei tre fosfori. Non si hanno sempre colorazioni completamente saturate, anche se il terzo fosforo viene eccitato alla luminosità anch'esso.

l'antenna TV — Indice della 42ª annata

a colloquio coi lettori

alta fedeltà

nel mondo della TV

notiziario industriale

rassegna della stampa

strumentazione

tecnica e circuiti

tubi e transistori

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI
E PARTI STACCATE
PER RADIO E TV
TRANSISTORI

ATES COMPONENTI ELETTRONICI
S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

Elettronica Industriale
ING. O. BARBUTI

LISSONE (Milano) Via Pergolesi 30
Tel. 039-417.83
Telecamere - Monitori - TV circuito chiuso - VIDEOCITOFONO.

---

emme esse

Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY

Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

---

seleco®
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. – 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA
COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

BOSCH Impianti centralizzati d'antenna Radio TV
EL.FAU S.r.l. 20125 MILANO
VIA PERRONE DI S. MARTINO, 14 – TELEF. 60.02.97

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE

Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

NUOVA TELECOLOR
S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

APPARECCHIATURE
AD ALTA FEDELTA'
REGISTRATORI

COSTRUZIONI
RADIOELETTRICHE

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI, 1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Ortophonic
di SASSONE

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. impianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia
Via Carnevali, 107
20158 Milano - Tel. 370.811
Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HIFI
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI
ELETTROACUSTICHE
DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO

Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09

Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA
TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS S.p.A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

C.G.E. - Milano
Radio Televisione
Via Bergognone, 34
Telefono 42.42

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

DUMONT

Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Corvara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

NAONIS

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

TRL

ELECTRONICS
Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica

GROPELLO CAIROLI (Pavia)

Via G. B. Zanotti

Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-2391)

Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.

Osimo (Ancona)

Via del Guazzatorre, 225

Giradischi - Fonovalige

PHILIPS - Milano

Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94

Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano

Via Marco Agrate, 43

Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

Re. Co. S.a.s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano

Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

Strumenti di misura

Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinaley Co.

LARIR INTERNATIONAL - Milano

Viale Premuda, 38/A

Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano

Via dei Gracchi, 20

Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano

Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7

Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-239)

Laboratorio avolgim. radio elettrico

Supertester 680 R / ATTENZIONE R come Record !!

MILANO ICE ITALY

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!

Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.!)
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a
Rivelatore di 100 Megaohms.
REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 50.000 μF in quattro scale.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da — 24 a + 70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura.
Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 14.850** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R:** amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* **MOD. 662 I.C.E.**
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (ß) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 8.200** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.** Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 14.850** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 4.800** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp* per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 9.400** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)

Prezzo netto: L. 3.600

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E. a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: L. 4.800

SONDA PROVA TEMPERATURA istantanea a due scale: da — 50 a + 40 °C e da + 30 a + 200 °C

Prezzo netto: L. 8.200

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) **MOD. 32 I.C.E.** per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.

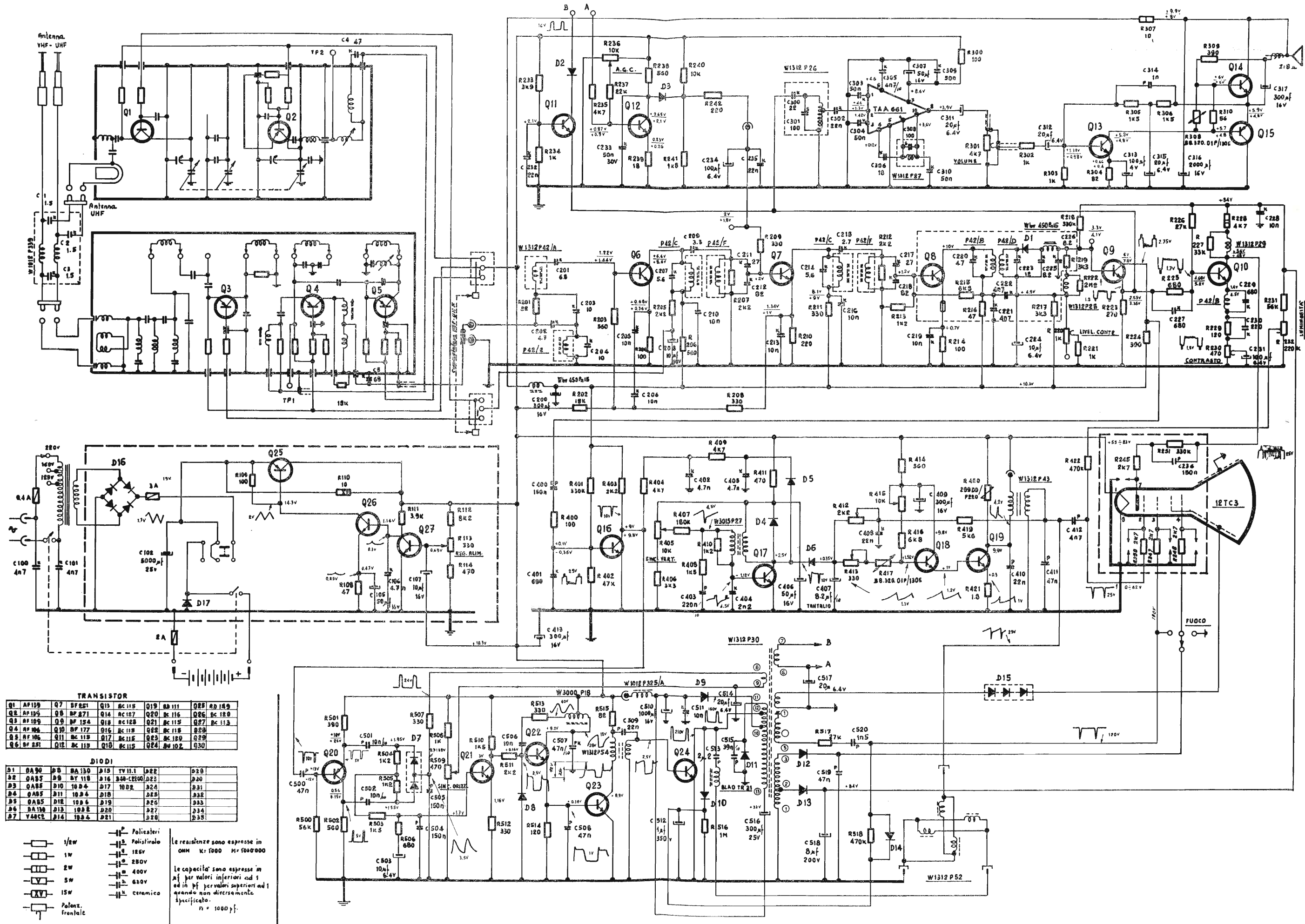
Prezzo netto: L. 2.900 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

VIA RUTILIA, 19/18
20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

TELEVISORE

WESTINGHOUSE

Mod. 3012 SB P401

TRANSISTOR

Q1	AF139	Q7	BF251	Q13	BC115	Q19	BD111	Q25	BD149
Q2	AF139	Q8	BF271	Q14	AC127	Q20	BC116	Q26	BC120
Q3	AF109	Q9	BF154	Q15	AC128	Q21	BC115	Q27	BC113
Q4	AF106	Q10	BF177	Q16	BC115	Q22	BC115	Q28	
Q5	AF106	Q11	BC115	Q17	BC115	Q23	BC120	Q29	
Q6	BF251	Q12	BC115	Q18	BC115	Q24	BU102	Q30	

DIODI

D1	OA90	D8	BA130	D15	TV11.1	D22		D29	
D2	OA85	D9	BY118	D16	B40-C2200	D23		D30	
D3	OA85	D10	10D4	D17	10D2	D24		D31	
D4	OA85	D11	10D4	D18		D25		D32	
D5	OA85	D12	10D6	D19		D26		D33	
D6	BA130	D13	10D2	D20		D27		D34	
D7	Y40C2	D14	10D4	D21		D28		D35	

Schema elettrico del ricevitore di TV WESTINGHOUSE mod. 3012 SB P401